

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Victor Luiz Flor Borges

**INVERSOR PARA CONEXÃO COM REDE
ELÉTRICA DE AEROGERADORES DE
PEQUENO PORTE**

Florianópolis

2018

Victor Luiz Flor Borges

**INVERSOR PARA CONEXÃO COM REDE
ELÉTRICA DE AEROGERADORES DE
PEQUENO PORTE**

Dissertação submetida à Programa
de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da Universidade Federal
de Santa Catarina para a
obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Orientador

Universidade Federal de Santa
Catarina - UFSC: Prof. Ivo Barbi,
Dr. Ing.

Florianópolis

2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Borges, Victor Luiz Flor
Inversor para Conexão com Rede Elétrica de
Aerogeradores de Pequeno Porte / Victor Luiz Flor
Borges ; orientador, Ivo Barbi , 2018.
266 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Inversor para conexão
com rede elétrica. 3. Eletrônica de potência. 4.
Conversores cc-ca. 5. Fonte de energia renovável.
I. , Ivo Barbi. II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. III. Título.

Victor Luiz Flor Borges

**INVERSOR PARA CONEXÃO COM REDE
ELÉTRICA DE AEROGERADORES DE
PEQUENO PORTE**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pela Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 02 de abril 2018.



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

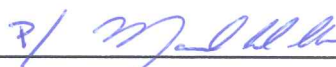
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Banca Examinadora:



Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.

Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Coordenador do Programa de

Pós-Graduação em

Engenharia Elétrica - UFSC

Prof. Rodrigo Gaiba de Oliveira, Dr. (Videoconferência)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais -
CEFET-MG

Aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Expresso meu profundo agradecimento aos meus pais e minhas irmãs, que sempre me apoiaram em todas as minhas escolhas. Em especial ao meu pai, Luiz Carlos, e minha mãe, Valma, que dedicaram maior parte de suas vidas para que nada faltasse a mim e minhas irmãs. Aproveito para agradecer a minha namorada, Maysa, por todo seu apoio, respeito e compreensão nos momentos mais difíceis da dissertação.

Agradeço ao professor Ivo Barbi, que com sabedoria, dedicação e organização me orientou durante esta dissertação. Seu profundo conhecimento e sua habilidade em ensinar e orientar seus alunos me impressionam continuamente, sendo decisivos para o sucesso deste trabalho. Obrigado pelo privilégio de ter sido seu orientado, espero que tenhamos sucesso nesta nova fase que se inicia no IBEPE.

Aos professores do INEP, Arnaldo Perin, Denizar Martins, Roberto Coelho, Telles Lazzarin, Marcelo Lobo, Márcio Ortmann e Gierri Waltrick, os quais sempre se mostraram presentes e dispostos a me ajudar nos momentos de dúvida. Obrigado por compartilharem suas experiências e conhecimentos durante o mestrado.

Aos membros da banca, professor Carlos Henrique Illa Font e o professor Rodrigo Gaiba de Oliveira, agradeço pela dedicação na correção da minha dissertação e pelos conselhos que contribuíram para o enriquecimento do trabalho.

Gostaria de agradecer aos membros do Ramal 7465, Caio “tenente” Eiterer, Lucas “o precioso” Munaretto, Marcio “mini craque” Moura, Murilo “mursi” Lohn, Víctor “vovô” Gruner, Vinícius “chefe” Fiamoncini e Vinícius “moco” Kre-

mer. Além do apoio técnico, agradeço por tornarem o aprendizado durante o mestrado mais divertido. Muito obrigado pelos “bons” conselhos e “belas” palavras de motivação. Apesar da traição, levarei a amizade de vocês para o resto da vida.

Estendo meus agradecimentos ao Eduardo Valmir, pelo conhecimento passado durante a dissertação. Uma vez que, mesmo distante, esteve sempre disponível para me auxiliar e esclarecer meus questionamentos. E, agradeço também, ao Rodrigo dos Santos, que mesmo apesar do curto período de convivência, contribuiu com conselhos para melhoria do trabalho. Aproveito para agradecer ao Thiago Pereira, pelas dicas durante a criação e montagem do meu protótipo, que foram importantes para o sucesso da experimentação.

Não poderia deixar de agradecer aos meus amigos do laboratório Fotovoltaica: Carlos Possamai, Cassio Maraffon, Gustavo Costa, Jesiel Ferro e José Beckauser. Obrigado pelos momentos de descontração e por sempre se mostrarem dispostos a ajudar.

Agradeço também ao Marcus Soares e ao Gustavo Knabben pela amizade, conselhos e aprendizado desde a época da graduação na UDESC.

Por fim, gostaria de agradecer ao professor Ricardo Ruther, coordenador do Fotovoltaica-UFSC, por disponibilizar a estrutura do laboratório para o desenvolvimento desta dissertação. Toda dedicação do professor Ricardo e sua equipe é facilmente vista na estrutura do Fotovoltaica-UFSC, laboratório que pode ser comparado a grandes centros mundiais de pesquisa.

*The answer, my friend, is blowing
in the wind.*

Bob Dylan

Resumo

Nesta dissertação apresenta-se o estudo e a implementação de um inversor para conexão de um aerogerador de pequeno porte à rede elétrica. Este inversor (CC-CA) é o segundo estágio do conversor de potência que realiza a conexão do sistema eólico à rede elétrica, conhecido em inglês por *grid power converter* - GPC. Inicialmente, apresenta-se uma breve revisão bibliográfica dos tipos de GPCs disponíveis no mercado, suas características, bem como suas vantagens e desvantagens. Em seguida, a topologia empregada é estudada detalhadamente, sendo esta composta por um conversor *Buck* em série com um inversor fonte de corrente, em que a modulação utilizada faz com que a maioria dos interruptores comutem em sincronia com a tensão da rede elétrica para realização do desdobramento da corrente. A sincronização é realizada por meio de um detector de fase digital, o qual impõe à referência do controle de corrente uma forma senoidal e em fase com a tensão, enquanto o controle de tensão define a corrente de pico, caracterizando assim a estratégia de controle em cascata. Após a definição do modelo teórico e dedução das equações envolvidas, é apresentado o desenvolvimento de um protótipo com potência nominal de 5 kW, que se conecta à rede elétrica com tensão eficaz de 220 V e frequência de 60 Hz. Finalmente, a análise teórica é validada por meio da experimentação, mostrando-se condizente com os objetivos do trabalho. Observa-se que a topologia possui vantagens, tais como simples controle e filtro de saída.

Palavras-chave: Energia eólica. Inversor. Rede elétrica.

Abstract

This master's thesis presents a study and implementation of a DC-AC grid-tied inverter. The proposed inverter is the second stage of a grid power converter (GPC) for small wind turbine systems. The complete topology is composed by a Buck converter in series with a current source inverter (CSI), which operates as current unfold. A brief literature review was done to compare the types of GPCs available commercially, their main characteristics as well as their advantages and disadvantages. A cascaded control strategy was adopted. The grid synchronization was performed by a digital phase - locked loop (PLL), which imposes a sinusoidal current reference in phase with the mains voltage, while the voltage control defines the peak of the current to be injected into the grid. After the development of the theoretical model and deduction of the converter's equations, a prototype with a rated power of 5 kW was built and connected to a 220 V/60 Hz grid. The experimental results validated the theoretical analysis. It was observed that the topology has great advantages such as simplicity and high reliability.

Keywords: Wind energy. Grid-tied inverter. Utility grid.

Lista de Figuras

Figura 1.1	Inversores eólicos ABB, Ginlong e SMA. . .	41
Figura 1.2	Inversor conectado à rede elétrica, objeto de estudo desta dissertação.	43
Figura 2.1	Total de unidades e capacidade instaladas mundialmente de aerogeradores de pequeno porte. . .	49
Figura 2.2	Potencial eólico brasileiro por região.	50
Figura 2.3	Distribuição geral dos ventos.	51
Figura 2.4	Distribuição de Weibull para comparação de potencial entre as cidades de Água Doce e Imituba..	53
Figura 2.5	Sistema eólico isolado e conectado à rede elétrica.	54
Figura 2.6	Turbinas verticais: a) Savonius e b) Darrieus.	56
Figura 2.7	Turbinas de eixo horizontal com: a) Uma pá, b) Duas pás e c) Três pás.	57
Figura 2.8	Turbinas de eixo horizontal do tipo: a) <i>Downwind</i> e b) <i>Upwind</i>	58
Figura 2.9	Turbina de pequeno porte.	59
Figura 2.10	Turbina de grande porte.	59
Figura 2.11	Inversor eólico com um estágio.	61
Figura 2.12	Inversor eólico com dois estágios.	62
Figura 2.13	Funcionamento básico do conversor CC-CA.	62
Figura 2.14	Inversor de tensão em ponte completa.	63
Figura 3.1	Inversor proposto.	66
Figura 3.2	Estratégia de modulação utilizada no inversor proposto.	69
Figura 3.3	Forma das correntes no inversor desdobra-	

dor de corrente.	69
Figura 3.4 Comutação de braço utilizando: (a) Tempo morto, (b) Sem tempo de transição e (c) Tempo de superposição.	71
Figura 3.5 Circuito durante o tempo de superposição.	72
Figura 3.6 (a) Comando dos interruptores do CSI. Corrente no diodo D_1 durante a inicialização do inversor utilizando: (b) tempo morto e (c) sobreposição de comandos	73
Figura 3.7 Estado topológico para primeira etapa de operação.	75
Figura 3.8 Estado topológico para segunda etapa de operação.	76
Figura 3.9 Estado topológico para terceira etapa de operação.	77
Figura 3.10 Estado topológico para quarta etapa de operação.	77
Figura 3.11 Corrente no indutor L_1 evidenciando os tempos de análise.	78
Figura 3.12 Tensão do indutor durante um período de comutação.	79
Figura 3.13 Razão cíclica para diferentes valores de α em função de ωt para um semiciclo da rede elétrica... ..	80
Figura 3.14 Corrente no indutor L_1 em um período de comutação.	81
Figura 3.15 Ondulação de corrente parametrizada no indutor L_1 para diferentes valores de α	83
Figura 3.16 Potência instantânea injetada na rede elétrica.	85
Figura 3.17 Desacoplamento realizado no sistema eólico.	86
Figura 3.18 Desacoplamento realizado no sistema foto-	

voltaico.....	86
Figura 3.19 Distorção da corrente na rede elétrica projetando o capacitor para: a) 10% e b) 2% de ondulação de tensão.....	87
Figura 3.20 Inversor proposto para o estudo da dissertação.....	89
Figura 3.21 Corrente no capacitor C_{in} para um período de comutação.....	90
Figura 3.22 Corrente $\langle i_{Cin}(\omega t) \rangle_{T_s}$ para um período da rede.....	92
Figura 3.23 Corrente no interruptor S_1 evidenciando tempos de análise.....	94
Figura 3.24 Corrente no interruptor S_1 e sua corrente média no período de comutação.....	94
Figura 3.25 Valor da corrente média parametrizada no interruptor S_1 em função de α	95
Figura 3.26 Corrente no interruptor S_1 e sua corrente eficaz no período de comutação.....	97
Figura 3.27 Valor da corrente eficaz parametrizada no interruptor S_1 em função de α	98
Figura 3.28 Segunda etapa de operação do conversor com definição das polaridades da tensão.....	99
Figura 3.29 Corrente no diodo D_1 evidenciando tempos de análise.....	99
Figura 3.30 Corrente no diodo D_1 e sua corrente média no período de comutação.....	100
Figura 3.31 Valor da corrente média parametrizada no diodo D_1 em função de α	101
Figura 3.32 Corrente no diodo D_1 e sua corrente eficaz no período de comutação.....	102
Figura 3.33 Valor da corrente eficaz parametrizada no	

diodo D_1 em função de α	104
Figura 3.34 Segunda etapa de operação do conversor com definição das polaridades da tensão.....	105
Figura 3.35 Correntes nos semicondutores do inversor..	106
Figura 3.36 Tensões nos inversores com suas polaridade.	107
Figura 3.37 Valor da corrente eficaz parametrizada no capacitor de entrada C_{in} em função de α	111
Figura 4.1 Circuito do conversor operando em malha fechada.....	121
Figura 4.2 Diagrama de blocos do conversor com malhas de corrente e de tensão.....	122
Figura 4.3 Correntes no indutor do conversor <i>Buck</i> e na saída do inversor desdobrador de corrente.....	124
Figura 4.4 Etapas de operação para o semiciclo positivo da rede elétrica.....	125
Figura 4.5 Circuito do valor médio de grandes sinais..	126
Figura 4.6 Circuito do valor médio de pequenos sinais.	128
Figura 4.7 Inversor desdobrador de corrente com indutância da rede elétrica L_g	130
Figura 4.8 Modelo de pequenos sinais considerando indutância da rede.....	130
Figura 4.9 Circuitos para validação da função de transferência da corrente do indutor L_1	132
Figura 4.10 Corrente i_{L1} comutada e a corrente da função de transferência $i_{Lmodelo}$	133
Figura 4.11 Circuito de validação da função de transferência da corrente do indutor L_1 , por meio do diagrama de Bode.....	134
Figura 4.12 Comparação entre os diagramas de bode da corrente no indutor L: comutada (G_{icom}), modelo com filtro L (G_{is}) e modelo com filtro LCL (G_{ic}).....	135

Figura 4.13	Circuito equivalente para balanço de potência.....	137
Figura 4.14	Circuito do valor médio de pequenos sinais.....	139
Figura 4.15	Circuito de validação da função de transferência da tensão do capacitor C_{in}	141
Figura 4.16	Diagrama de bode da tensão no capacitor C_{in} (G_{com}), da FT utilizando o princípio de conservação de energia (G_{vs}) e da FT utilizando os valores médios quase instantâneos (G_{vc}).	142
Figura 4.17	Diagrama de blocos do PLL monofásico. . .	144
Figura 4.18	Diagrama de blocos do PLL monofásico simplificado.	145
Figura 4.19	Comportamento do PLL para variação na tensão da rede elétrica.	148
Figura 4.20	Comportamento do PLL com presença de harmônicas na tensão da rede elétrica.	148
Figura 5.1	Circuitos de potência e condicionamento de sinal.	152
Figura 5.2	Configuração do barramento de entrada. . .	154
Figura 5.3	Variação da indutância e da corrente no indutor para meio período da rede.	155
Figura 5.4	Kit de desenvolvimento da <i>Texas Instruments</i>	160
Figura 5.5	Sensor de corrente do indutor.	161
Figura 5.6	Circuito de condicionamento para leitura da corrente do indutor.	162
Figura 5.7	Diagrama de Bode do filtro Sallen Key. . .	163
Figura 5.8	Sensor de tensão do barramento de entrada.....	164
Figura 5.9	Circuito de condicionamento para leitura da tensão do barramento CC.....	165

Figura 5.10	Transformador utilizado no circuito de condicionamento da tensão da rede.....	165
Figura 5.11	Circuito de condicionamento para leitura da tensão da rede.....	166
Figura 5.12	<i>Gate-driver</i> utilizado no protótipo.....	167
Figura 5.13	Circuito de condicionamento para o <i>gate driver</i>	168
Figura 5.14	Diagrama de blocos considerando todos os componentes das placas de potência e condicionamento de sinal.....	169
Figura 5.15	Diagrama de bode do atraso que representa amostragem.....	170
Figura 5.16	Diagrama de Bode da $FTMA_i$	172
Figura 5.17	Diagrama de Bode da $FTMA_{ci}$	174
Figura 5.18	Diagrama de Bode da $FTMFi$	174
Figura 5.19	Diagrama de blocos para malha de tensão.....	175
Figura 5.20	Diagrama de Bode da $FTMA_v$, não compensada.....	177
Figura 5.21	Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta compensada, $FTMA_{Cv}$	178
Figura 6.1	Protótipo utilizado para obtenção dos resultados experimentais.....	180
Figura 6.2	Resultados de simulação e experimentação da sincronização do PLL.....	182
Figura 6.3	Resultados dos testes utilizando carga resistiva.....	184
Figura 6.4	Circuito do teste realizado com variador de tensão.....	185
Figura 6.5	Teste conexão com rede utilizando variador de tensão.....	186

Figura 6.6	Tensão nos interruptores do CSI.....	187
Figura 6.7	Zoom na passagem por zero da Figura 6.6.	188
Figura 6.8	Corrente no indutor L_1	189
Figura 6.9	Zoom na passagem das correntes por zero.	190
Figura 6.10	Comportamento da corrente do indutor L_1 em alta frequência.	190
Figura 6.11	Tensões dos semicondutores S_1 e D_1	191
Figura 6.12	Comportamento em alta frequência das ten- sões dos semicondutores S_1 e D_1	192
Figura 6.13	Controle de corrente.	192
Figura 6.14	Circuito implementado para o teste de con- trole de tensão.	194
Figura 6.15	Resultados do inversor conectado à rede elé- trica com controle em cascata.	195
Figura 6.16	Análise harmônica.	197
Figura 6.17	Variação da distorção harmônica total.	198
Figura 6.18	Fator de potência experimental.	199
Figura 6.19	Rendimento experimental.	199
Figura D.1	Fluxograma do algoritmo.	258

Lista de Tabelas

Tabela 1.1	Capacidade instalada de geração elétrica por fonte.	40
Tabela 1.2	Principais fabricantes.	41
Tabela 1.3	Características inversores comerciais	42
Tabela 1.4	Dados do aerogerador.	44
Tabela 2.1	Os 15 países com maior número de instalações eólicas.	48
Tabela 2.2	Potencial Eólico Brasileiro por Região.	50
Tabela 3.1	Distorção harmônica da corrente da rede elétrica para diferentes técnicas de comutação de braço.	73
Tabela 3.2	Parâmetros da simulação do conversor em malha aberta para validação da análise do estágio de potência.	112
Tabela 3.3	Resultados de simulação do conversor em malha aberta para validação da análise do estágio de potência.	112
Tabela 3.4	Equações que permitem calcular as indutâncias mínimas para a topologia proposta e para o VSI ponte completa operando com modulação dois e três níveis.	114
Tabela 3.5	Ondulação de corrente parametrizada para a topologia proposta e para o VSI ponte completa operando com modulação dois e três níveis.	114
Tabela 3.6	Comparação entre as indutâncias mínimas para a topologia proposta e para o VSI ponte completa operando com modulações dois e três níveis.	115
Tabela 3.7	Número de semicondutores do inversor proposto e do inversor fonte de tensão ponte completa. ...	116

Tabela 3.8	Comparação do modo de operação dos semicondutores do inversor proposto e do inversor fonte de tensão ponte completa.	117
Tabela 4.1	Dados da simulação para comparação entre os circuitos comutado e por valores médios.	131
Tabela 4.2	Dados da perturbação \hat{d} utilizando o <i>AC Sweep</i> , para validação das FTs de corrente em L_1	134
Tabela 4.3	Dados da simulação para validação das FTs de corrente no indutor L_1	135
Tabela 4.4	Dados da simulação para validação da FT de tensão.	141
Tabela 5.1	Especificações de potência do conversor. . .	151
Tabela 5.2	Dados capacitor de entrada (C_{in}).	153
Tabela 5.3	Esforços do capacitor recalculados.	153
Tabela 5.4	Dados do capacitor utilizado no protótipo. .	154
Tabela 5.5	Dados do indutor do protótipo.	156
Tabela 5.6	Semicondutores <i>Buck</i>	157
Tabela 5.7	Semicondutores dos desdobrador de corrente. .	157
Tabela 5.8	Perdas dos semicondutores.	158
Tabela 5.9	Especificações do dissipador.	159
Tabela 5.10	Dados do DSP.	160
Tabela 5.11	Dados do sensor de corrente.	161
Tabela 5.12	Dados do sensor de tensão do barramento de entrada.	164
Tabela 5.13	Dados do transformador utilizado como sensor da rede elétrica.	166
Tabela 5.14	Dados do <i>Gate driver</i> utilizado no protótipo.	167
Tabela 6.1	Especificações da placa de potência do in-	

versor.....	180
Tabela 6.2 Dados da norma ABNT NBR 16149:2013.	196

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
EOL	Energia Eólica
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FB-VSI	<i>Full Bridge - Voltage Source Inverter</i>
FPB	Filtro Passa-Baixas
FRF	Filtro Rejeita-Faixa
FT	Função de Transferência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
GPC	<i>Grid Power Converter</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MME	Ministério de Minas e Energia
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PCH	Pequena Central Hidrelétrica
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PO	Ponto de Operação
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SOL	Energia Solar
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UHE	Usina Hidrelétrica
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

WWEA *World Wind Energy Association*

ZOH *Zero-Order Hold*

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Índice de modulação
$\Delta i_{L\%}$	Máxima ondulação de corrente
ΔI_{L1}	Ondulação da corrente em L_1 na frequência da comutação do conversor Buck
$\overline{\Delta I}_{L1}$	Ondulação parametrizada da corrente em L_1 na frequência da comutação do conversor Buck
$\Delta V_{in\%}$	Máxima ondulação da tensão de entrada
ΔV_{in}	Variação da tensão de entrada
$\Delta V_{in.rede}$	Variação da tensão de entrada na frequência da rede
$\Delta V_{in.S}$	Variação da tensão de entrada na frequência de comutação
$\langle x.ef \rangle_{T_s}$	Valor eficaz uma variável “ x ” qualquer em um período de comutação
$\langle x.med \rangle_{T_s}$	Valor médio uma variável “ x ” qualquer em um período de comutação
$\langle x \rangle_{T_s}$	Valor médio uma variável “ x ” qualquer em um período de comutação
ω	Frequência angular gerada pelo PLL
$\omega_{z.PLL}$	Frequência do zero do controlador PI do PLL
$\varphi(s)$	Modelo de atraso causado pela implementação digital, correspondente à soma dos atrasos computacionais e do PWM digital
$\varphi_{Pade}(s)$	Modelo de atraso utilizando aproximação de Padé
$\hat{x}(t)$	Perturbação na variável x qualquer
c	Fator de escala

$C_i(s)$	Função de transferência do controlador da corrente do indutor
$C_{PI}(s)$	Função de transferência do controlador PI
C_{sup}	Capacitor de supressão para não permitir picos de tensão nos interruptores do desdobrador de corrente
C_x	Capacitor x
$C_v(s)$	Função de transferência do controlador da tensão do barramento de entrada
D	Razão cíclica constante
$D(\omega t)$	Razão cíclica variante no período da rede
D_{max}	Razão cíclica máxima em um período de rede
D_{min}	Razão cíclica mínima em um período de rede
D_{PO}	Razão cíclica no ponto de operação
D_x	Diodo x
$F(V)$	Função de acumulação de Weibull
f_{rede}	Frequência da rede
$f_{c.PLL}$	Frequência de cruzamento para o projeto do controlador PI do PLL
f_s	Frequência de comutação
G	Ganho estático
G_{DSP}	Comando de gate proveniente do DSP
$G_i(s)$	Função de transferência da malha de corrente do indutor
$G_{ic}(s)$	Função de transferência da corrente do indutor considerando filtro LCL
G_{icom}	Resposta da corrente do modelo comutado
$G_{is}(s)$	Função de transferência da corrente do indutor considerando filtro L

$G_{vc}(s)$	Função de transferência da tensão de barramento considerando o valor médio quase instantâneo
G_{vcom}	Resposta de tensão do modelo comutado
$G_{vs}(s)$	Função de transferência da tensão de barramento considerando o balanço de potência
$G_v(s)$	Função de transferência da malha de tensão do barramento de entrada
$I_{Cin.ef}$	Corrente eficaz do barramento de entrada C_{in} no período da rede
$\overline{I_{Cin.ef}}$	Corrente eficaz parametrizada do barramento de entrada C_{in} no período da rede
i_{Cin}	Corrente no capacitor de entrada
i_{Cmax}	Corrente máxima no capacitor de entrada em um período da rede
i_{Cmin}	Corrente mínima no capacitor de entrada em um período da rede
I_{Cpp}	Corrente de pico a pico do capacitor C_{in}
$I_{Dx.ef}$	Corrente eficaz no diodo D_x em um período da rede
$\overline{I_{Dx.ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no diodo D_x em um período da rede
$I_{Dx.med}$	Corrente média no diodo D_x em um período da rede
$\overline{I_{Dx.med}}$	Corrente média parametrizada no diodo D_x em um período da rede
i_{Dx}	Corrente no diodo D_x
I_{in}	Corrente média de entrada do inversor
$I_{L.ef}$	Corrente eficaz do indutor L_1 no período da rede

$I_{L.med}$	Corrente média do indutor L_1 no período da rede
I_{MPPT}	Corrente proveniente do conversor que faz o MPPT
I_{pL}	Corrente de pico do indutor L_1 no período da rede
I_{prede}	Corrente de pico da rede elétrica
i_{REDE}	Corrente da rede elétrica
$I_{S_x.ef}$	Corrente eficaz no interruptor S_x em um período da rede
$\overline{I_{S_x.ef}}$	Corrente eficaz parametrizada no interruptor S_x em um período da rede
$I_{S_x.med}$	Corrente média no interruptor S_x em um período da rede
$\overline{I_{S_x.med}}$	Corrente média parametrizada no interruptor S_x em um período da rede
i_{S_x}	Corrente no interruptor S_x
$i_x(t)$	Correntes para dedução do funcionamento do PLL, o que seriam as correntes trifásicas fictícias
$i_L(t)$	Corrente no indutor L_1
k	Fator de forma
$k_{c.PLL}$	Ganho do controlador PI do PLL
k_{iL}	Ganho do sensor de corrente do indutor L_1
k_{PWM}	Ganho do PWM
$k_{V_{in}}$	Ganho do sensor da tensão de entrada do inversor
$k_{V_{refe}}$	Ganho do sensor de tensão da rede
L_x	Indutância ou indutor
Mf_{PLL}	Margem de fase para o projeto do controlador

PI do PLL

$p_{3\phi}$	Potência trifásica instantânea, utilizada pelo PLL
P_{in}	Potência de entrada do inversor
P_{nom}	Potência nominal do protótipo
$p_{redeCA}(t)$	Potência alternada da rede elétrica
P_{redeCC}	Potência constante da rede
$p_x(t)$	Potências para dedução do funcionamento do PLL, o que seriam as potências trifásicas fictícias
P_{rede}	Potência injetada na rede elétrica, também pode ser chamada de potência de saída do inversor
$R(V)$	Função de confiabilidade
S_x	Interruptor
t	Tempo
T_a	Tempo de amostragem realizado pelo DSP
t_c	Tempo em que o interruptor está em condução
T_d	Tempo morto utilizado para comutação de braço do desdobrador de corrente
T_{rede}	Período de rede
T_s	Período de comutação
v	Velocidade do vento
v_a	Potência no ponto a do inversor
v_b	Potência no ponto b do inversor
V_{C2}	Tensão no capacitor de desacoplamento C_2
V_{GE}	Tensão gate-emissor dos interruptores
V_{in}	Tensão de entrada do inversor
V_{inlido}	Tensão do barramento de entrada lida pelo sensor de tensão
v_{L1}	Tensão no indutor L_1

v_{mod}	Tensão da moduladora
v_{port}	Tensão da portadora
V_{port}	Amplitude da portadora
V_{prede}	Tensão de pico da rede
V_{rede}	Tensão da rede elétrica
V_{ref}	Tensão de referência para o controlador da tensão de entrada
$V_{S_x.max}$	Tensão máxima suportada por S_x
$v_x(t)$	Tensões para dedução do funcionamento do PLL, o que seriam as tensões trifásicas fictícias
X	O valor médio de uma grandeza “ x ” é representado pela letra maiúscula
X_c	Reatância capacitiva de C_{in}
$Z_{eq}(s)$	Impedância equivalente do filtro LCL

Sumário

1 INTRODUÇÃO GERAL	39
1.1 MOTIVAÇÃO	39
1.2 CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA CONE- XÃO COM REDE ELÉTRICA DISPONÍVEIS NO MERCADO	40
1.3 OBJETIVO	42
1.4 DEFINIÇÕES E ESTRUTURA DO TRABALHO	43
2 INTRODUÇÃO À GERAÇÃO EÓLICA	47
2.1 SITUAÇÃO MUNDIAL E NACIONAL	47
2.2 CONCEITOS BÁSICOS EM GERAÇÃO DE ENER- GIA EÓLICA	51
2.2.1 Ventos	51
2.2.2 Distribuição de Weibull	52
2.2.3 Tipos de sistemas eólicos	54
2.2.4 Componentes do sistema eólico conetado à rede elétrica	55
2.2.4.1 Turbinas eólicas	55
2.2.4.2 Inversor Eólico	60
2.3 CONCLUSÃO	64
3 INVERSOR PROPOSTO.....	65
3.1 INTRODUÇÃO.....	65
3.1.1 Revisão bibliográfica	67
3.1.2 Estratégia de modulação proposta	68
3.1.2.1 Tempo Morto	70
3.2 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	74
3.2.1 Etapas de operação.....	74
3.2.2 Análise global	77
3.2.2.1 Razão Cíclica.....	78
3.2.2.2 Indutor	81
3.2.2.3 Capacitor de desacoplamento	83
3.2.3 Esforços sobre os componentes	93

3.2.3.1	Corrente média no interruptor S_1	93
3.2.3.2	Corrente eficaz no interruptor S_1	96
3.2.3.3	Tensão máxima sobre o interruptor S_1	98
3.2.3.4	Corrente média no diodo D_1	99
3.2.3.5	Corrente eficaz no diodo D_1	102
3.2.3.6	Tensão máxima sobre o diodo D_1	104
3.2.3.7	Corrente média nos interruptores e diodos do inversor de corrente	105
3.2.3.8	Corrente eficaz nos interruptores do inversor de corrente	106
3.2.3.9	Tensão máxima sobre os interruptores do in- versor de corrente	107
3.2.3.10	Corrente de pico no indutor L_1	108
3.2.3.11	Corrente média e eficaz no indutor L_1	108
3.2.3.12	Corrente eficaz no capacitor de desacoplamento C_{in}	109
3.2.4	Validação da análise do estágio de potência	111
3.3	COMPARAÇÃO COM O INVERSOR DE TEN- SÃO EM PONTE COMPLETA	113
3.3.1	Indutância	113
3.3.2	Semicondutores	115
3.4	CONCLUSÃO	117
4	MODELAGEM E CONTROLE DO INVER- SOR	121
4.1	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O CON- TROLE DA MALHA DE CORRENTE DO IN- DUTOR	123
4.1.1	Função de transferência de corrente com filtro L na saída do inversor	124
4.1.2	Função de transferência de corrente com filtro LCL na saída do inversor	129
4.1.3	Validação das funções de transferência da corrente em L_1	131

4.2	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE DA MALHA DE TENSÃO DO BARRAMENTO DE ENTRADA	136
4.2.1	Função de transferência de tensão por meio do princípio de conservação de energia....	136
4.2.2	Função de transferência de tensão por valores médios quase instantâneos	139
4.2.3	Validação das funções de transferência da tensão de entrada do inversor	140
4.3	LAÇO DE TRAVAMENTO DE FASE - PLL	143
4.3.1	Compensador PI para PLL	145
4.3.2	Resultados de Simulação PLL	147
4.4	CONCLUSÃO	149
5	DIMENSIONAMENTO DO PROTÓTIPO ...	151
5.1	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	151
5.1.1	Dimensionamento dos componentes passivos	152
5.1.1.1	Capacitor de entrada (C_{in})	152
5.1.1.2	Projeto do Indutor	154
5.1.2	Dimensionamento dos semicondutores	156
5.1.2.1	Semicondutores <i>Buck</i>	156
5.1.2.2	Semicondutores do Inversor de Corrente.....	157
5.1.2.3	Estimativa de perdas e cálculo térmico	158
5.2	DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS PARA CONDICIONAMENTO DE SINAL	159
5.2.1	Circuito do sensor de corrente	161
5.2.2	Circuito do sensor de tensão do barramento CC	163
5.2.3	Circuito do sensor de tensão da rede elétrica	165
5.2.4	Circuito do <i>Driver</i>	166
5.3	PROJETO DOS COMPENSADORES	168
5.3.1	Projeto do compensador de corrente.....	171
5.3.2	Projeto do compensador de tensão	175

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	179
6.1 PROTÓTIPO	179
6.2 FORMAS DE ONDAS EXPERIMENTAIS	180
6.2.1 Funcionamento do PLL.....	181
6.2.2 Teste utilizando carga resistiva	182
6.2.3 Conexão com rede elétrica utilizando va- riador de tensão	185
6.2.4 Conexão direta com rede elétrica	186
6.2.5 Conexão com rede elétrica e controle de duas malhas	193
6.3 RENDIMENTO E QUALIDADE DE ENERGIA .	196
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	201
REFERÊNCIAS	205
APÊNDICE A – Planilha de projeto do conver- sor utilizando o Mathcad	213
APÊNDICE B – Projeto do indutor utilizando o Matlab	237
APÊNDICE C – Projeto dos controladores de corrente e tensão utilizando o Matlab.....	249
APÊNDICE D – Fluxograma do algoritmo im- plementado no DSP	257
APÊNDICE E – Esquemático e layout da placa de potência.....	261

1 INTRODUÇÃO GERAL

Este capítulo irá introduzir a motivação do autor em realizar a pesquisa e o objetivo a ser atingido no fim da mesma. Ademais, serão apresentadas características de inversores eólicos comerciais, objeto de estudo da dissertação. Por fim, serão apresentadas algumas definições da pesquisa e uma breve descrição da estrutura deste documento.

1.1 MOTIVAÇÃO

A cada dia é mais evidente a importância da geração de energia elétrica proveniente de fontes renováveis. No último balanço energético nacional publicado pela empresa de pesquisa energética (EPE), referente ao ano de 2015, foi destacado o aumento da participação da geração distribuída no cenário nacional, onde esta alcançou 34,9 GWh com potência instalada de 16,5 MW, sendo na sua maioria composta por energia fotovoltaica [1].

A energia eólica, de grandes potências, atingiu a marca de 21.626 GWh de produção de eletricidade, o que corresponde a um aumento de 77,1% em relação ao ano de 2014. Como pode ser observado na Tabela 1.1, a capacidade instalada de geração de energia elétrica proveniente do vento aumentou em 56% em 2015. Um aumento considerável, quando comparado aos 2,6% de crescimento da geração hidrelétrica, principal fonte de energia do país.

Todavia, no Brasil, este crescimento não foi acompanhado pelo desenvolvimento de um conversor de potência para conexão do sistema eólico na rede elétrica (do inglês, *grid power converter* - GPC [2]), popularmente conhecido por inversor eólico. Isso pode ser verificado pela ausência de

Tabela 1.1 – Capacidade instalada de geração elétrica por fonte [1].

Usinas	2011 (MW)	2012 (MW)	2013 (MW)	2014 (MW)	2015 (MW)
UHE	78.347	79.956	81.132	84.095	86.366
PCH	3.896	4.101	4.620	4.790	4.886
EOL	1.426	1.894	2.202	4.888	7.633
SOL	1	2	5	15	21

produtos de empresa nacional. Neste contexto, este trabalho busca estudar uma topologia de inversor para energia eólica, de forma a suprir esta carência. O interesse de uma empresa brasileira de aerogeradores de pequeno porte em desenvolver um inversor eólico foi uma motivação adicional para o início do desenvolvimento desta pesquisa.

1.2 CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA CONEXÃO COM REDE ELÉTRICA DISPONÍVEIS NO MERCADO

Para realizar o desenvolvimento de um GPC, que possa suprir a carência atual do mercado brasileiro, torna-se importante avaliar as características dos equipamentos existentes no mercado internacional, sendo esta avaliação um ponto de partida para o projeto, onde foram procurados inversores com características semelhantes ao protótipo que será construído.

Ao contrário do que ocorre no segmento de energia fotovoltaica¹, na área de energia eólica de pequeno porte atuam poucos fabricantes, e, destes, nenhum de origem nacional,

¹Atualmente há diversos fabricantes de inversores fotovoltaicos para micro geração, inclusive brasileiros, como a PHB Solar [3].

como pode ser visto na Tabela 1.2. Alguns GPCs são mostrados na Figura 1.1.

Os fabricantes costumam segmentar seus produtos em duas categorias: trifásicos e monofásicos, para turbinas de grande e pequeno porte, respectivamente. Para aerogeradores de baixa potência, as empresas, citadas na Tabela 1.2, possuem uma linha de produtos em que a potência nominal varia de 1 kW até 6 kW. Na Tabela 1.3, são apresentadas as especificações dos modelos selecionados, as quais são semelhantes às do GPC que será estudado neste trabalho.

Há dois parâmetros que se destacam na Tabela 1.3:

Tabela 1.2 – Principais fabricantes.

	Fabricante	País	Modelo
1	ABB	Suíça	PVI-4.2-TL-OUTD-W
2	Ginlong	China	GCI-5K-2G-W
3	SMA	Alemanha / EUA	WINDY BOY 5000-US

Figura 1.1 – Inversores eólicos ABB, Ginlong e SMA.



Tabela 1.3 – Características inversores comerciais

	ABB	Ginlong	SMA
Pot. Nominal (W)	4200	5000	5000
Fator de Potência	>0,995	>0,99	1
Máx. Eficiência (%)	96,8	97,5	96,8
Topologia	Sem Transformador	Sem Transformador	Transformador de Baixa Frequência
Dissipação	Natural	Natural	Natural

o fator de potência e a máxima eficiência. O primeiro é superior a 0,99 em todos os GPCs enquanto a eficiência é maior que 96,8%. A ABB destaca em seu material que sua alta eficiência é devida à topologia sem transformador, o que coincide com a alta eficiência do GPC da Ginlong [4, 5]. Já o inversor SMA destaca o uso de transformador como um dispositivo de proteção [6].

Por fim, é interessante observar que todos os fabricantes optaram por dissipação natural, o que demonstra uma despreocupação com volume e peso do produto, aspecto também evidenciado pelo fato de todos indicarem a instalação em paredes.

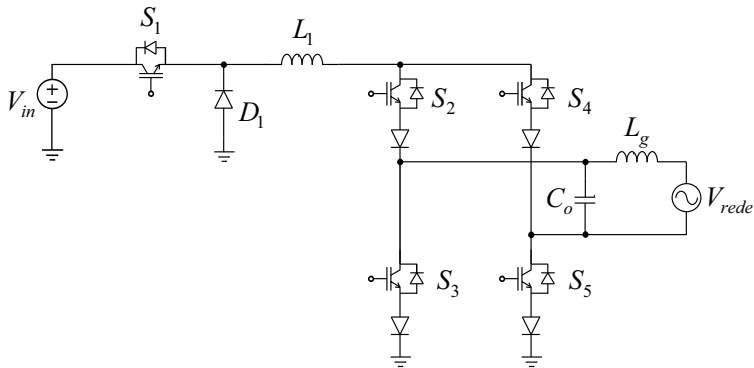
1.3 OBJETIVO

As pretensões de aprimorar as técnicas de MPPT (do inglês, *maximum power point tracking*) existentes para GPCs e realizar a análise de uma topologia de inversor conectado à rede elétrica uniram-se ao interesse da empresa, e, então,

foi decidido que essas pesquisas se tornariam temas de duas dissertações. Uma dissertação tem como objetivo o estudo do estágio CA-CC e seu controle situado entre o aerogerador e o inversor [7], enquanto a presente pesquisa tem como objetivo o estudo da topologia apresentada na Figura 1.2 [8, 9].

O objetivo desta dissertação é o estudo da topologia utilizando uma estratégia de modulação em que o interruptor S_1 é comutado em alta frequência, enquanto os interruptores do CSI comutam em sincronia com a rede elétrica. Essa modulação é diferente das que foram utilizadas em [8] e [9]. Ao fim da pesquisa, espera-se que a topologia apresente melhores robustez e rendimento, devido à estratégia de modulação empregada.

Figura 1.2 – Inversor conectado à rede elétrica, objeto de estudo desta dissertação.



1.4 DEFINIÇÕES E ESTRUTURA DO TRABALHO

As especificações iniciais do inversor desenvolvido nesta dissertação foram definidas com base nas características do aerogerador que seria fornecido pela empresa com a qual,

inicialmente, se estabeleceu uma parceria. Algumas características são apresentadas na Tabela 1.4.

As características destacadas são importantes para a definição das especificações dos conversores estáticos que vão compor o GPC. Em primeiro lugar, a potência nominal dos conversores foi definida em 5 kW, o que é compatível com a máxima potência da turbina.

Para escolha do barramento, foi necessário analisar as seguintes informações: variação da tensão retificada fornecida pelo aerogerador, topologias utilizadas nos dois estágios do inversor eólico e o valor da tensão de pico da rede elétrica.

Definiu-se que o protótipo será conectado a uma rede elétrica com tensão eficaz de 220 V. Considerando que a tensão da rede tem o formato de uma senoide perfeita, calcula-se a tensão de pico igual a 311 V, sendo esta a tensão máxima de saída do inversor.

A topologia CC-CA utilizada possui característica de um conversor abaixador de tensão, sendo assim, sua tensão de entrada (barramento) deveria ser superior a sua tensão máxima de saída. Para o estágio CA-CC, foi determinado o uso de um conversor elevador de tensão. Consequentemente,

Tabela 1.4 – Dados do aerogerador.

Potência	5 kW
Tensão retificada (máxima)	525 V
Altura da torre	12 m
Raio das pás	1,7 m
Velocidade do vento (nominal)	12 m/s
Velocidade mecânica (nominal)	600 rpm

a tensão do barramento teria que ser superior a 525 V, sendo essa a máxima tensão retificada fornecida pelo aerogerador. Por esses motivos, determinou-se a tensão de barramento igual a 600 V.

A estrutura do trabalho foi dividida seguindo a sequência cronológica de desenvolvimento da pesquisa. No capítulo 2, serão apresentados conceitos básicos de energia eólica, bem como um breve resumo da situação da energia eólica no Brasil e no mundo. Nos capítulos 3 e 4, serão realizadas as análises matemáticas do inversor proposto, sendo no primeiro a dedução matemática do conversor em regime permanente e no segundo a análise dos modelos matemáticos que representam o comportamento dinâmico do inversor. A abordagem prática da dissertação terá início no capítulo 5, onde serão apresentadas todas as especificações e também o dimensionamento do conversor, enquanto no capítulo 6 serão apresentados os resultados experimentais. Por fim, no capítulo 7, serão realizadas as considerações finais do trabalho com algumas sugestões de trabalhos futuros.

2 INTRODUÇÃO À GERAÇÃO EÓLICA

Este capítulo possui o intuito de situar o leitor na aplicação do inversor que foi estudado nesta pesquisa, por meio de uma apresentação da situação mundial e nacional da geração eólica, além de alguns conceitos básicos da tecnologia utilizada neste tipo de geração.

2.1 SITUAÇÃO MUNDIAL E NACIONAL

A WWEA (*World Wind Energy Association*, em português, associação mundial de energia eólica) destaca que foi estabelecido novo recorde de instalações eólicas em 2015 [10]. Foram instalados mundialmente quase 63,7 GW, o que representa um crescimento de 17,2% da capacidade total, que chegou a 435 GW.

O país que possui maior capacidade em geração de energia elétrica através da energia eólica é a China, seguida dos Estados Unidos e Alemanha, conforme apresentado na Tabela 2.1. Em 2015, os Estados Unidos fizeram um pouco mais que um quarto das instalações realizadas pela China. De acordo com a WWEA, esse pequeno crescimento pode ser explicado pela baixa dos preços nos combustíveis fósseis no país durante esse ano [10].

O relatório da WWEA destaca o Brasil por possuir a maior taxa de crescimento entre os 15 países que mais realizaram instalações eólicas no mundo [10]. O crescimento nacional em 2015 foi de 46,2%, o que corresponde a 2,7 GW. No fim do ano, o país totalizou 8,7 GW de capacidade de geração elétrica instalada.

Considerando o número de aerogeradores de pequeno porte instalados, a China é destaque absoluto. Mundial-

Tabela 2.1 – Os 15 países com maior número de instalações eólicas.

Posição 2015	País	Capacidade Total Fim de 2015	Aumento de Capacidade	Taxa de Aumento	Capacidade Total Fim de 2014
		[MW]	[MW]	[%]	[MW]
1	China	148000	32970	29,0	114763
2	EUA	74347	8598	13,1	65754
3	Alemanha	45192	4919	11,7	40468
4	Índia	24759	2294	10,2	22465
5	Espanha	22987	0	0,0	22987
6	Reino Unido	13614	1174	9,4	12440
7	Canadá	11205	1511	15,6	9694
8	França	10293	997	10,7	9296
9	Itália	8958	295	3,4	8663
10	Brasil	8715	2754	46,2	5962

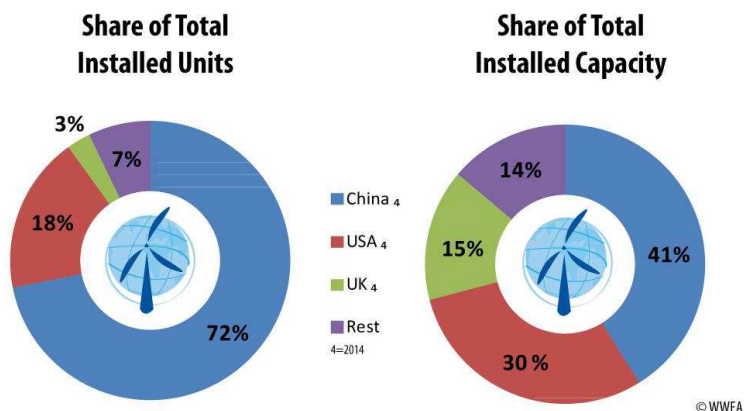
Fonte: extraído de [10].

mente os chineses correspondem a 72% das unidades instaladas e em termos de capacidade representam 41%, como pode ser observado na Figura 2.1. Os Estados Unidos estão em segundo, porém com pequena taxa de crescimento, enquanto o Reino Unido obteve uma taxa de 19%, a maior entre todos os países durante o ano de 2013 para 2014 [11].

O Brasil não consta na lista dos países que mais geram energia elétrica utilizando aerogeradores de pequeno porte. No entanto, a aprovação da Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, a qual permite que consumidores produzam sua própria energia através de pequenos geradores, tende a alterar este quadro e aumentar o interesse na geração de pequeno porte no país, aumentando a importância do desenvolvimento de produtos que atendam a este novo nicho.

Como apontado pelo Atlas do Potencial Eólico Brasileiro, o país possui um potencial eólico de 143 GW considerando torres de até 50 m de altura [12]. Com tal potencial, o Brasil torna-se um importante mercado consumidor de pro-

Figura 2.1 – Total de unidades e capacidade instaladas mundialmente de aerogeradores de pequeno porte.



Fonte: Fonte: extraído de [11].

duto para geração eólica, chamando a atenção dos países que dominam a tecnologia desse tipo de geração. Este fato está refletindo na produção elétrica brasileira, onde a fonte de geração eólica alcançou 21.626 GWh em 2015, o que é um aumento de 77,1% quando comparado a 2014, em que a produção tinha atingido 12.210 GWh [1].

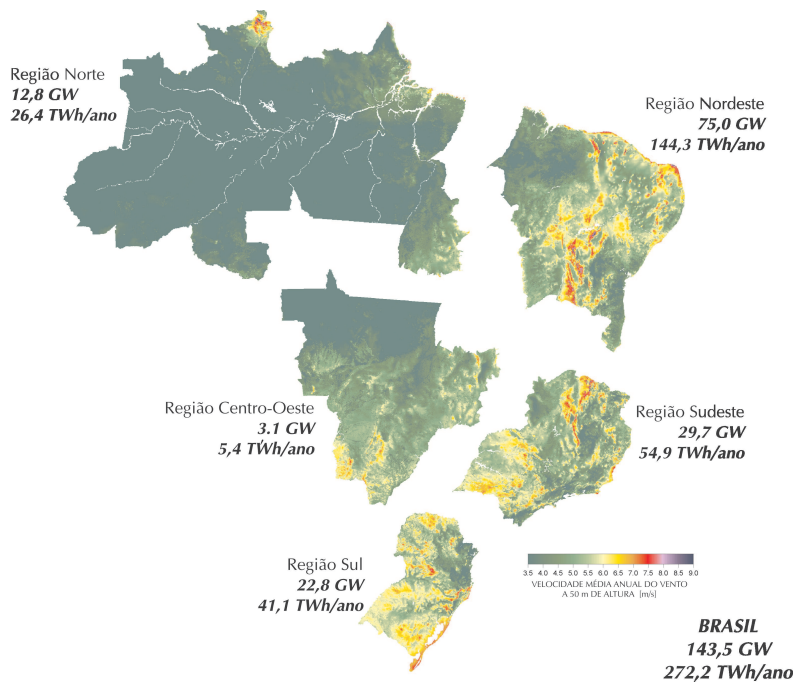
O potencial eólico brasileiro por região é apresentado na Tabela 2.2 e na Figura 2.2. A região nordeste possui o maior potencial, seguido pelas regiões sudeste e sul, respectivamente. A região nordeste possui uma larga vantagem na produção de energia eólica devido à combinação de fatores como geometria e altitude do terreno, vegetação e distribuição de terra e água, os quais favorecem a constante incidência de vento na região [12].

Tabela 2.2 – Potencial Eólico Brasileiro por Região.

Região	Capacidade [GW]	Geração [TWh/ano]
Norte	12,8	26,4
Nordeste	75	144,3
Centro-Oeste	3,1	5,4
Sudeste	29,7	54,9
Sul	22,8	41,1
Total	143,5	272,2

Fonte: extraído de [12].

Figura 2.2 – Potencial eólico brasileiro por região.



Fonte: extraído de [12].

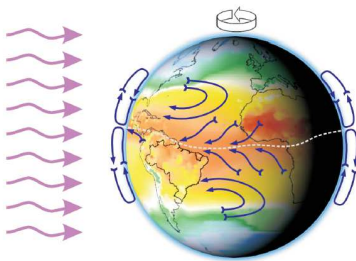
2.2 CONCEITOS BÁSICOS EM GERAÇÃO DE ENERGIA EÓLICA

Nesta seção, será realizada uma introdução da tecnologia eólica. Iniciando pelo conceito do vento, em seguida será mostrado como é realizada a medição do potencial eólico de uma região. Mais adiante, apresentar-se-ão os tipos de sistemas eólicos existentes. Por fim, serão exibidos os principais componentes dos sistemas eólicos.

2.2.1 Ventos

O vento é o ar em movimento que se desloca de uma zona de alta para uma zona de baixa pressão. Essa diferença de pressão é resultante da associação entre a energia solar, irregularidades da superfície da terra e a rotação planetária [12]. Com o ar quente subindo é dada origem a uma zona de baixa pressão, a qual é preenchida pelas massas de ar frio gerando assim o vento [13]. Essa movimentação é ilustrada pela Figura 2.3.

Figura 2.3 – Distribuição geral dos ventos.



Fonte: extraído de [12].

2.2.2 Distribuição de Weibull

O comportamento do vento está associado diretamente ao potencial eólico de um local. Portanto, conhecer a frequência e velocidade do vento é importante para avaliar a capacidade de geração eólica. Atualmente, para análise do potencial eólico de um local, utiliza-se a Distribuição de Weibull [14], publicada em 1951 por Waloddi Weibull com o objetivo de apontar a probabilidade dos tempos de falhas de diferentes tipos de componentes e fenômenos.

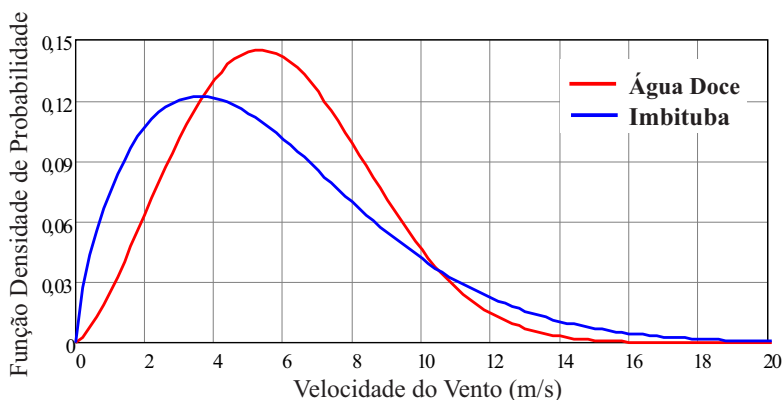
A função densidade de probabilidade de Weibull é dada por (2.1) que é dependente de três parâmetros: k , c e v , sendo eles fator de forma, fator de escala e velocidade do vento, respectivamente.

$$p(v) = \frac{k}{c} \left(\frac{v}{c} \right)^{k-1} \cdot e^{-\left(\frac{v}{c} \right)^k} \quad (2.1)$$

O fator de forma é inversamente proporcional aos picos de vento, ou seja, quanto maior o fator de forma, mais constante será o vento na região, enquanto o fator de escala possui relação com a velocidade média. A obtenção dos fatores é realizada através de dados obtidos de anemômetros, que são instalados nas localidades onde há interesse na instalação da turbina ou usina eólica [15].

Em [16], foi realizada uma comparação entre duas cidades do estado de Santa Catarina por meio das curvas apresentadas na Figura 2.4. Observa-se que a curva da cidade de Água Doce é mais estreita, indicando que a cidade possui maior regularidade de vento se comparada com Imbituba. Quanto à velocidade média, observa-se que ambas as cidades apresentam valores próximos. Pode-se identificar tal proximidade através dos picos das curvas. Concluindo-se que a cidade de Água Doce possui um potencial eólico maior que Imbituba.

Figura 2.4 – Distribuição de Weibull para comparação de potencial entre as cidades de Água Doce e Imbituba.



Fonte: Modificado de [16].

Para avaliar qual o aproveitamento da energia eólica na região, é interessante saber por quanto tempo a velocidade do vento é superior a uma dada velocidade v . Para tal, é feita a integração da distribuição de Weibull, resultando na função de acumulação de Weibull, dada por

$$F(v) = 1 - e^{-\left(\frac{v}{c}\right)^k} \quad (2.2)$$

que define a quantidade de tempo em que a velocidade do vento é menor do que v . Porém, para encontrar a equação que define o tempo em que a velocidade do vento é superior a v , utiliza-se a função confiabilidade [16] dada por (2.3)

$$R(v) = 1 - F(v) \quad (2.3)$$

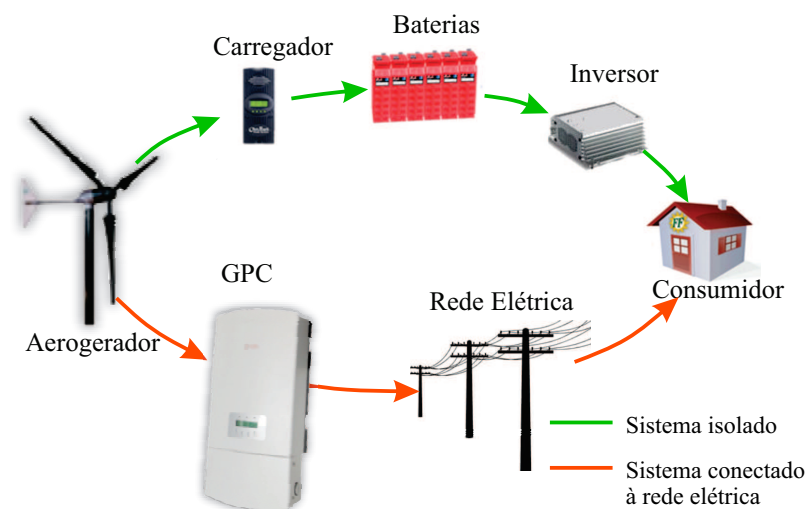
2.2.3 Tipos de sistemas eólicos

Entendido o conceito de vento e como é mensurado o seu potencial em uma certa localidade, é necessário conhecer os tipos de sistemas eólicos existentes: os sistemas isolados e os conectados à rede elétrica, apresentados na Figura 2.5, e também o sistema híbrido que une ambos.

O sistema isolado é composto por aerogerador, inversor, carregador e banco de baterias. Ele é adequado para instalações em áreas rurais, em que a rede elétrica dificilmente chega até o consumidor. Portanto, o aerogerador fornece energia para o usuário, e o excedente é armazenado no banco de baterias que, por sua vez, fornece ao consumidor nos dias sem vento.

O sistema eólico conectado à rede elétrica é composto por aerogerador e GPC. A pequena quantidade de equipa-

Figura 2.5 – Sistema eólico isolado e conectado à rede elétrica.



mentos o torna simples e robusto. Porém, a ausência do banco de baterias resulta na falta de energia para o consumidor e desperdício de geração eólica em casos de falha na rede. Tal sistema é utilizado em residências e, principalmente, por fazendas eólicas.

Alguns consumidores urbanos optam por utilizar o sistema híbrido, que consiste na união dos dois sistemas apresentados anteriormente, o qual armazena energia no banco de baterias enquanto o consumo é menor que a produção. Dessa forma, quando ocorre falha na rede elétrica, o consumidor usa a energia armazenada no banco de baterias. Caso contrário, utiliza a energia da rede elétrica. Porém, esse sistema é o mais caro dos três, uma vez que, além de ter as baterias que são de alto custo, é necessário um dispositivo que controle o fluxo de potência entre a rede elétrica e banco de baterias.

2.2.4 Componentes do sistema eólico conectado à rede elétrica

Na seção anterior, foi apresentado que cada sistema eólico é formado por um conjunto particular de componentes, porém, como o foco deste trabalho está no sistema conectado à rede elétrica, nesta subseção serão abordados apenas os componentes pertinentes a este sistema, quais sejam: turbinas eólicas e inversores.

2.2.4.1 Turbinas eólicas

As turbinas eólicas são as responsáveis por realizar a captação da energia do vento e fazer a conversão da mesma para energia elétrica. A seguir, serão apresentadas as mais

conhecidas, bem como suas aplicações usuais.

Pode-se dividir as turbinas em dois grupos: turbinas de eixo vertical e turbinas de eixo horizontal, cujos nomes foram definidos de acordo com a posição do eixo do rotor com o solo, sendo as primeiras perpendiculares e as segundas paralelas ao solo [17].

As turbinas de eixo vertical são ideais para aplicações em áreas urbanas, em que os ventos são turbulentos, pois elas atuam para qualquer direção do vento. O benefício de aproveitar ventos turbulentos tem a ver com as mudanças frequentes no ângulo de ataque e de deslocamento das pás em relação à direção do vento. Consequentemente, ocorre a geração de forças resultantes que limitam o rendimento e geram vibrações em sua estrutura [17, 18]. As principais turbinas de eixo vertical são chamadas de Savonius e Darrieus, apresentadas na Figura 2.6.

A turbina de Savonius foi criada por S. J. Savonius e é conhecida por ser silenciosa. Essa característica se deve ao

Figura 2.6 – Turbinas verticais: a) Savonius e b) Darrieus.



a)

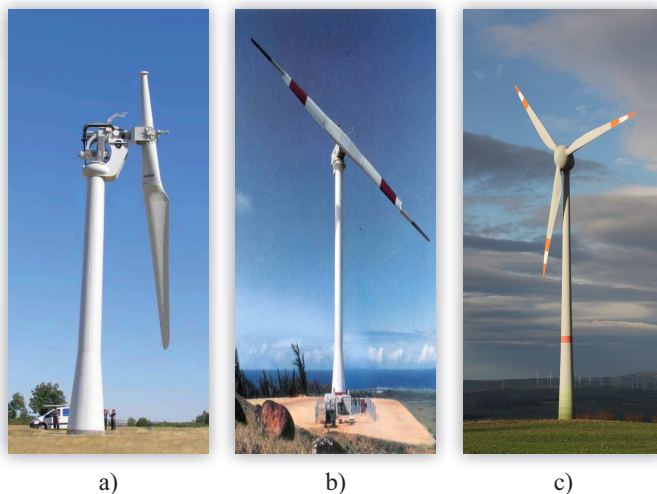


b)

fato de trabalhar em baixa velocidade, o que faz com que seu gerador também gire em baixa rotação, resultando em tensões e correntes relativamente pequenas. Por essa razão, esse tipo não é adequado para a geração de eletricidade, sendo mais empregado em sistemas de bombeamento de água. A turbina de Savonius possui o menor rendimento entre todas as turbinas eólicas, em torno de 15%, ficando bem abaixo das demais [17, 18, 19]. Diferentemente da turbina de Savonius, a turbina de Darrieus é conhecida como a turbina com maior rendimento entre os rotores de eixo vertical. Foi patenteada por G. J. M. Darrieus em 1931. Apesar de ser muito usada para geração de energia elétrica, a turbina de Darrieus necessita de um motor de partida [17, 18].

As turbinas de eixo horizontal podem ser encontradas com diferentes números de pás, conforme apresentado na Figura 2.7. No entanto, as turbinas de três pás são as mais

Figura 2.7 – Turbinas de eixo horizontal com: a) Uma pá, b) Duas pás e c) Três pás.



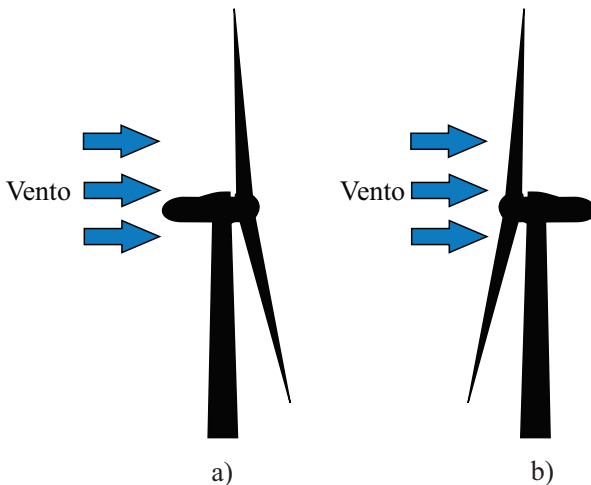
empregadas, uma vez que apresentam alto rendimento e estabilidade sobre o eixo do rotor, o que resulta em menores oscilações, facilitando a transmissão mecânica [18].

Diferentemente das turbinas de eixo vertical, que giram de acordo com a direção do vento, seja qual ela for, as turbinas de eixo horizontal necessitam de um dispositivo que direcione o aerogerador para melhor aproveitamento do vento.

Existem dois tipos de turbinas de eixo horizontal: turbinas *downwind* e *upwind*, apresentados na Figura 2.8. O primeiro tipo, corresponde às turbinas em que o fluxo do vento atinge a turbina do lado oposto ao rotor, no qual a torre causa pequenas turbulências e, conseqüentemente, ruídos. Já, no segundo tipo, o fluxo de vento atinge a parte dianteira das pás, possuindo a vantagem de não ser atingida por turbulências causadas pela torre [20].

As turbinas de eixo horizontal com três pás podem ser

Figura 2.8 – Turbinas de eixo horizontal do tipo: a) *Downwind* e b) *Upwind*.



divididas, em: turbinas de pequeno e grande porte, apresentadas nas Figuras 2.9 e 2.10, respectivamente.

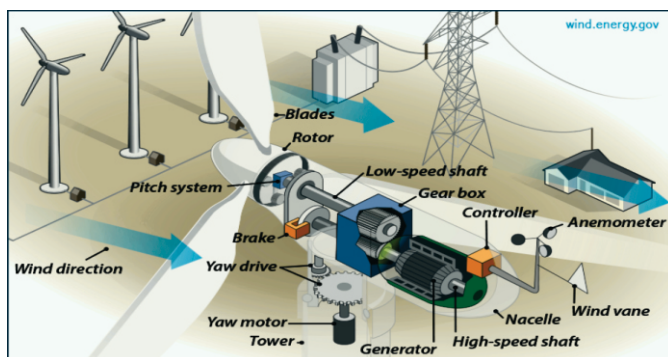
Ambas as turbinas são formadas, basicamente, por três componentes:

Figura 2.9 – Turbina de pequeno porte.



Fonte: extraído de [21].

Figura 2.10 – Turbina de grande porte.



Fonte: extraído de [22].

- **Rotor:** No rotor, encontram-se as pás e o cubo. No caso dos aerogeradores de pequeno porte, as pás são fixas sem nenhum tipo de controle. Já nos aerogeradores de grande porte, as pás possuem controle de passo, para que possam ser movidas com dois objetivos: primeiro, controlar a rotação da máquina ajudando no MPPT e, segundo, como forma de proteção, limitar a rotação da turbina em casos de excesso de velocidade do vento;
- **Nacele:** É o local onde estão a maioria e os mais importantes componentes da turbina. No caso dos aerogeradores de pequeno porte, é o local onde se encontram o gerador elétrico, sistema de proteção e a cauda, enquanto nas turbinas de grande porte o nacele abriga essencialmente: gerador, sistema de freios e sistemas de controle (direção e proteção). Dependendo do tipo de gerador, é necessário o uso de caixa de transmissão (*gearbox*), a qual possui a função de amplificar a velocidade de rotação do eixo proveniente das pás para melhor funcionamento do gerador.
- **Torre:** A torre é responsável por sustentar e proteger os cabos que transmitem a energia gerada pela turbina até os dispositivos de condicionamento de potência.

2.2.4.2 Inversor Eólico

O GPC, de maneira geral, é o equipamento utilizado para condicionar a energia, proveniente de geradores elétricos conectados a turbinas eólicas, painéis fotovoltaicos ou até mesmo bancos de baterias, transferindo a energia desses elementos para a rede elétrica. Os GPCs comerciais empregados em energias renováveis normalmente possuem um ou

dois estágios de conversão de energia.

Nos GPCs em que existe somente um estágio, como apresentado na Figura 2.11, o conversor é responsável por adequar a energia da fonte renovável para ser injetada na rede elétrica e, ao mesmo tempo, extrair a maior potência disponível na mesma, realizando o chamado MPPT. Esses inversores normalmente utilizam transformadores para auxílio no alto ganho, o que acaba por elevar o custo e reduzir o rendimento do inversor.

No caso dos GPCs com dois estágios, conforme a Figura 2.12, o primeiro estágio CA-CC possui a função principal de elevar a tensão sintetizada pelo aerogerador. Em alguns casos, ele também é responsável por fazer o rastreamento do ponto de máxima potência. Geralmente esse estágio possui elevado ganho estático, pois é necessário que a tensão de entrada do segundo estágio seja superior à tensão de pico da rede elétrica.

No segundo estágio (CC-CA) é onde ocorre a efetiva adequação da corrente introduzida na rede elétrica, onde se deseja elevado fator de potência e baixa percentagem de harmônicas, características que são especificadas por norma.

Figura 2.11 – Inversor eólico com um estágio.

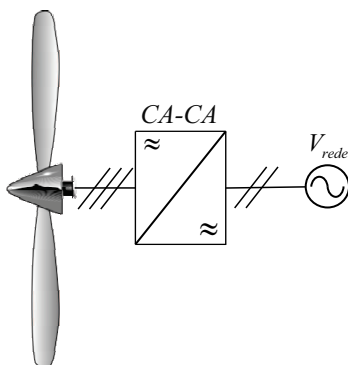
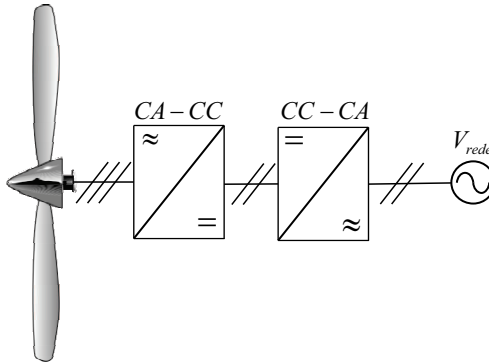


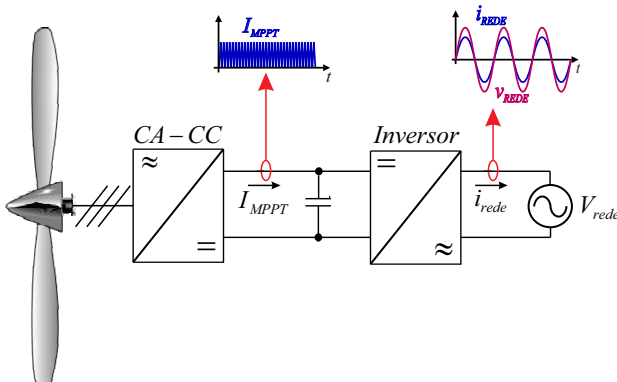
Figura 2.12 – Inversor eólico com dois estágios.



Em algumas aplicações, o conversor CA-CC não realiza o MPPT, tornando-se uma responsabilidade do segundo estágio. Essa técnica é chamada de *behavior matching* [23].

O princípio de funcionamento do inversor é apresentado na Figura 2.13, em que a corrente proveniente do primeiro estágio I_{MPPT} foi condicionada para ser introduzida na rede elétrica i_{REDE} .

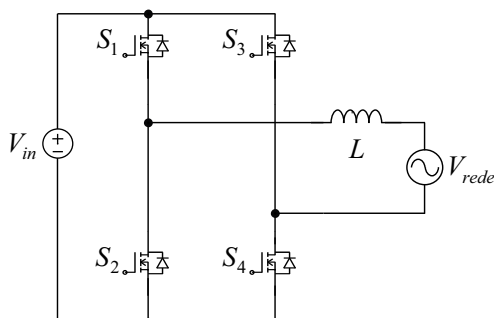
Figura 2.13 – Funcionamento básico do conversor CC-CA.



O inversor ponte completa, conhecido em inglês por *full bridge inverter* e apresentado na Figura 2.14, é a topologia mais empregada atualmente no mercado. Ele é um conversor com característica estática de um abaixador de tensão, sendo esse o motivo para a tensão do barramento de entrada do inversor ter que ser superior à tensão de pico da rede elétrica.

Apesar de consolidada na indústria, essa topologia apresenta algumas desvantagens, como um filtro de saída que é volumoso e pesado. Com a modulação três níveis, há uma redução do filtro, porém esse tipo de modulação aumenta a tensão de modo comum, o que é indesejável para algumas aplicações. Outra opção da redução do filtro seria o aumento da frequência de comutação, todavia isso elevaria as perdas do inversor, uma vez que todos os seus semicondutores operam em alta frequência. A necessidade de circuito de pré-carga dos capacitores do barramento e o uso de tempo morto em alta frequência também são uma desvantagem, por diminuírem a confiabilidade do inversor. Existem algumas variações dessa topologia, por exemplo, com o objetivo da redução da emissão de modo comum, porém essas variações aumentam a quantidade de interruptores e elevam a

Figura 2.14 – Inversor de tensão em ponte completa.



complexidade da topologia.

2.3 CONCLUSÃO

Para familiarizar o leitor com o tema da dissertação, foi realizada uma introdução sobre a tecnologia eólica. Foram apresentados os tipos de sistemas eólicos, discutindo suas aplicações, vantagens e desvantagens. Também foram apresentados os tipos de turbinas e suas particularidades, facilitando o entendimento das aplicações das mesmas.

Por fim, foram demonstradas as funções e possíveis estruturas de um inversor eólico, diferenciando as estruturas de um e dois estágios e apresentando suas vantagens e desvantagens.

Sendo assim, este capítulo mostra-se importante para familiarizar o leitor com a aplicação do protótipo que será construído neste trabalho, facilitando o entendimento das decisões tomadas pelo autor durante o projeto.

3 INVERSOR PROPOSTO

A ênfase deste capítulo está na análise da topologia que será utilizada no conversor CC-CA do inversor eólico. Inicialmente, serão identificadas e analisadas as produções acadêmicas, provenientes do levantamento bibliográfico, que se pautam na referida topologia. Em seguida, será evidenciada a estratégia de modulação selecionada para elaboração dessa pesquisa. Por fim, sucede-se a análise, propriamente dita, da topologia por meio de deduções matemáticas que permitam o dimensionamento dos componentes passivos e ativos do inversor.

3.1 INTRODUÇÃO

Antes da análise do inversor proposto, é importante evidenciar quais são as características procuradas em um conversor CC-CA, tendo em vista que a escolha da topologia do inversor, bem como do tipo de modulação empregada, baseou-se nessas características.

Os GPCs são os dispositivos dos sistemas de energias renováveis mais susceptíveis a falhas, possuindo vida útil entre 3 e 7 anos [24, 25]. Estas falhas, conforme apontado em [26, 27, 28, 29], estão associadas principalmente a problemas com os capacitores eletrolíticos e, em menor escala, com os interruptores, onde normalmente pode ocorrer curto de braço no estágio CC-CA. Para solucionar as falhas e aumentar a confiabilidade dos sistemas de energias renováveis, pesquisadores têm se dedicado à busca por novas topologias, controles e circuitos auxiliares que possam melhorar a robustez dos GPCs utilizados em equipamentos comerciais.

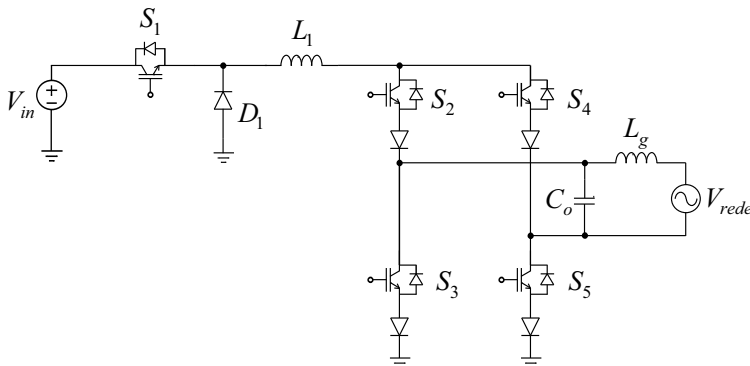
Porém, muitas dessas soluções são inviáveis para apli-

cações industriais, uma vez que o baixo custo de fabricação do GPC é um fator essencial para que novas topologias possam ser fabricadas em escala industrial. Com isso, observa-se uma tendência à adoção de GPCs que não utilizem transformadores e que possuam interruptores com comutação em baixa frequência, os quais comutam em sincronia com a tensão da rede.

A ausência de transformadores e o uso de interruptores comutando em baixa frequência trazem ainda um outro benefício para o GPC: a eficiência. Uma vez que a geração de eletricidade a partir de fontes renováveis tem caráter intermitente por depender de fenômenos da natureza, a alta eficiência deste tipo de inversor torna-se de extrema importância para a obtenção de um melhor aproveitamento da fonte de energia e, conseqüentemente, para que o sistema se torne economicamente viável.

A fim de projetar um conversor CC-CA de baixo custo e elevada robustez, optou-se pela análise da topologia da Figura 3.1. O inversor proposto para o estudo é resultado da associação em série de um conversor *Buck* com um inversor

Figura 3.1 – Inversor proposto.



de corrente (em inglês, *current source inverter* - *CSI*), os quais compartilham o mesmo indutor. O inversor de corrente, nesse tipo de estrutura, será utilizado como um desdobrador de corrente.

3.1.1 Revisão bibliográfica

Ao longo da revisão bibliográfica, não foram encontrados trabalhos que descrevessem o uso da topologia da Figura 3.1 em inversores eólicos conectados à rede elétrica. Porém, alguns autores utilizaram esse conversor para o condicionamento da energia fotovoltaica [8], enquanto outros o denominam de inversor universal para conexão com rede elétrica [9].

O uso do inversor proposto para energia fotovoltaica é apresentado em [8]. Nesta proposta, o inversor fotovoltaico possui um único estágio, onde o conversor é capaz de realizar o rastreamento de máxima potência, como também moldar a corrente para injetá-la na rede elétrica. Para tanto, o autor utiliza o conversor *Buck* para realizar o MPPT enquanto a modulação PWM senoidal é realizada no CSI para impor o comportamento da corrente.

Em [9], o conversor da Figura 3.1 é denominado inversor universal para conexão com rede elétrica, pelo fato de trabalhar nos modos *Buck*, *Boost* e *Buck - Boost*, dependendo da modulação que é utilizada no conversor. Neste intuito, utiliza-se uma complexa estratégia de controle, que prejudica a simplicidade da topologia.

As duas pesquisas mencionadas anteriormente não evidenciaram a técnica utilizada para comutação de braço do inversor de corrente, pois, como será visto adiante, o CSI não utiliza a comutação de braço tradicional, devido à associação em série realizada com o conversor *Buck*.

Em ambos os estudos, usa-se o inversor de corrente comutando em alta frequência para a imposição do comportamento senoidal à corrente. Porém, o uso do CSI desta maneira opõe-se aos objetivos da presente dissertação, visto que a comutação em alta frequência interfere negativamente na eficiência, robustez e no custo do conversor. Para adequar a estrutura aos objetivos, na próxima seção será abordada uma modulação diferente das que foram empregadas por [8, 9].

3.1.2 Estratégia de modulação proposta

O estudo da estratégia de modulação do inversor apresentado na Figura 3.1 é de suma importância, devido à grande quantidade de semicondutores empregados na topologia, sendo cinco interruptores e cinco diodos. A escolha de uma lógica inadequada acarretaria na redução da eficiência e confiabilidade do conversor. Por esse motivo, esta pesquisa tem por objetivo o estudo de uma técnica de modulação diferente das técnicas encontradas no levantamento bibliográfico.

Na Figura 3.2, é apresentada a modulação proposta. Observa-se o uso da modulação PWM senoidal para o interruptor S_1 (*Buck*), em que um sinal senoidal retificado proveniente do controle de corrente é comparado a um sinal triangular (portadora).

Em contrapartida, para os interruptores do inversor de corrente, o acionamento é realizado de forma sincronizada com a rede elétrica. Quando a tensão da rede é positiva, S_2 e S_5 são comandados a conduzir. No momento que ocorre a inversão da polaridade da mesma, S_3 e S_4 entram em condução, enquanto S_2 e S_5 são bloqueados, realizando o desdobramento da corrente do indutor. Em vista disso, o conversor pode ser chamado de inversor desdobrador de corrente, do inglês, *unfolder current inverter*. Existem algumas publica-

Figura 3.2 – Estratégia de modulação utilizada no inversor proposto.

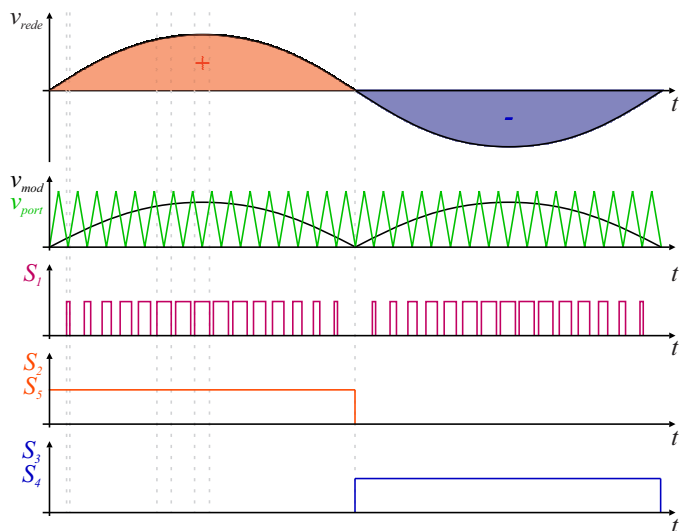
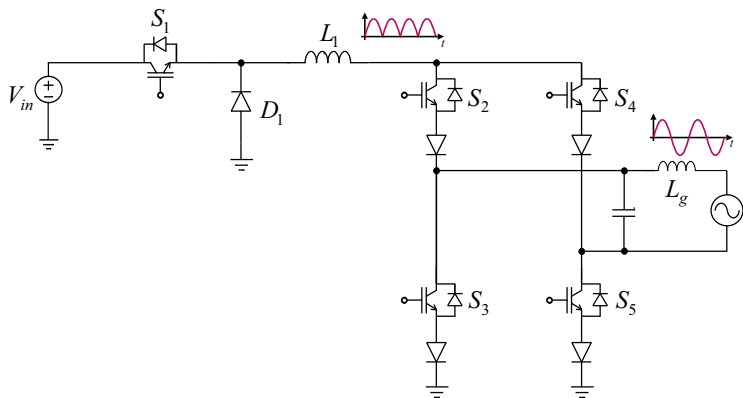


Figura 3.3 – Forma das correntes no inversor desdobrador de corrente.



ções que apresentam este tipo de modulação, porém aplicadas a diferentes topologias [20, 30, 31]. O desdobramento de corrente fica mais evidente ao observar a Figura 3.3, onde se mostra a corrente durante sua passagem pelo indutor e também no instante em que é injetada na rede elétrica.

Durante a passagem da corrente por zero, acontece a comutação de braço, na qual se utiliza a técnica de tempo morto, em que todos os interruptores do CSI são bloqueados. Esta técnica será detalhada na seção 3.1.2.1.

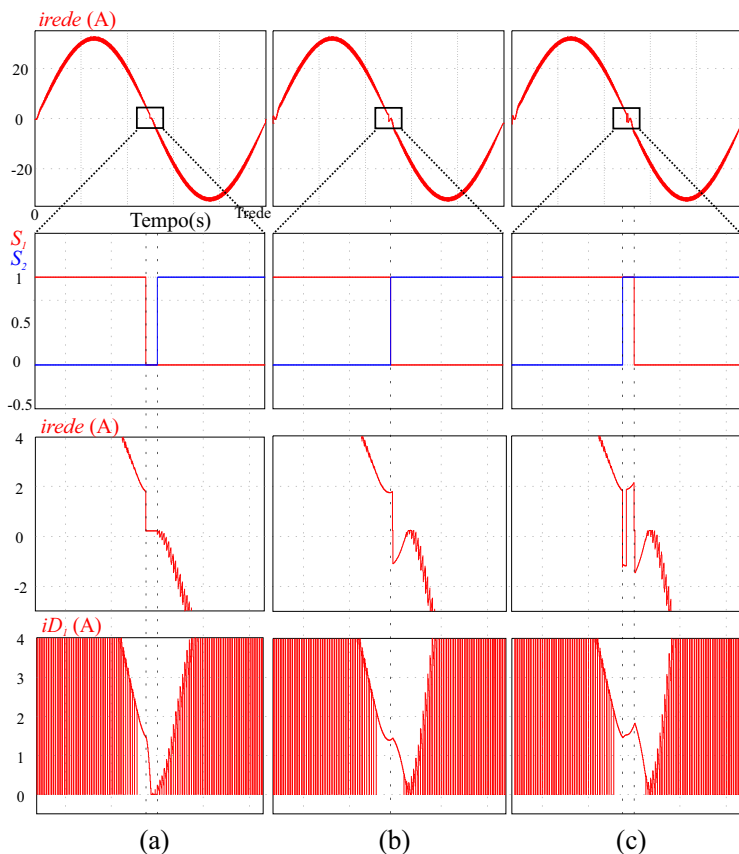
3.1.2.1 Tempo Morto

Na estrutura convencional do inversor fonte de corrente, utiliza-se a superposição dos sinais de comando dos interruptores superiores (S_2, S_5) e inferiores (S_3, S_4) de cada braço, para evitar a descontinuidade da corrente no indutor de entrada. Contudo, quando se associa o conversor *Buck* em série com o CSI, a técnica de superposição não é a melhor opção.

Na Figura 3.4, compara-se as técnicas de comutação de braço. Na Figura 3.4(b), apresenta-se o que seria a comutação ideal, em que os interruptores comutariam de forma instantânea. Esse tipo de comando não é possível na prática, devido aos tempos de entrada em condução e de bloqueio do IGBT serem naturalmente diferentes e também por esses tempos variarem com as condições de operação em que se encontra o interruptor. Dado o exposto, descartou-se o uso desta técnica.

O tempo de superposição, mostrado na Figura 3.4(c), foi a primeira técnica considerada, por ser a estratégia tradicionalmente utilizada no inversor fonte de corrente. Entretanto, seu uso provoca distorções na corrente da rede elétrica, como se observa nos resultados da simulação. A distorção

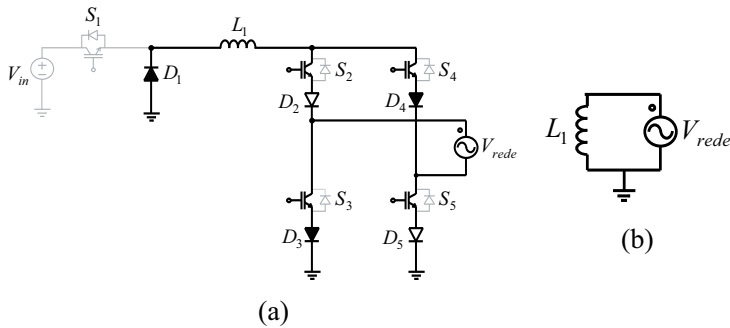
Figura 3.4 – Comutação de braço utilizando: (a) Tempo morto, (b) Sem tempo de transição e (c) Tempo de superposição.



ocorre pelo fato de o diodo D_1 estar em condução na passagem por zero da tensão da rede. Analisando detalhadamente a comutação de braço no instante em que a tensão da rede inverte sua polaridade de negativo para positivo, obtém-se o circuito da Figura 3.5(a).

O circuito mostra que todos os interruptores estão comandados a conduzir, em vista disso, os diodos do CSI fun-

Figura 3.5 – (a) Circuito durante o tempo de superposição e (b) Circuito equivalente.



cionam como uma ponte retificadora invertida. Durante metade do tempo de superposição, a tensão da rede é maior que zero, polarizando os diodos D_1 , D_3 e D_4 . O circuito equivalente da comutação é mostrado na Figura 3.5(b). Observa-se que circulará corrente na passagem por zero, prejudicando a forma de onda da corrente da rede. Esse fenômeno ocorre também na transição do semiciclo positivo para o negativo. Dependendo da duração do tempo de superposição, a corrente pode atingir valores que podem danificar os componentes.

Por fim, analisou-se a técnica de tempo morto apresentada na Figura 3.4(a), a qual provou ser a melhor para realizar a comutação de braço do inversor desdobrador de corrente, uma vez que impede a condução indesejada de D_1 , evitando distorções na forma da corrente injetada na rede elétrica. Porém, como a comutação é realizada antes da corrente do indutor zerar efetivamente, a interrupção da corrente no indutor irá provocar pequenas sobretensões nos interruptores do CSI. Para solucionar tal problema, empregar-se-á um pequeno capacitor, de forma suprimir estas sobretensões.

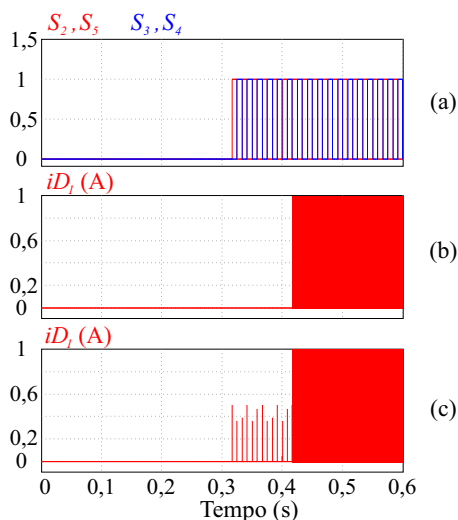
Na Tabela 3.1, apresentam-se as distorções da corrente de acordo com a técnica utilizada, validando a análise realizada.

Tabela 3.1 – Distorção harmônica da corrente da rede elétrica para diferentes técnicas de comutação de braço.

	Tempo morto	Sem tempo de transição	Tempo de superposição
THD (%)	2,21	2,40	2,53

Além de melhorar a THD da corrente, a técnica de tempo morto foi escolhida por aumentar a confiabilidade na inicialização do inversor. Na Figura 3.6 é apresentada a corrente no diodo D_1 durante a partida do inversor.

Figura 3.6 – (a) Comando dos interruptores do CSI. Corrente no diodo D_1 durante a inicialização do inversor utilizando: (b) tempo morto e (c) sobreposição de comandos .



A inicialização é realizada assim que o inversor identifica a tensão na rede elétrica na sua saída. No momento que o PLL é sincronizado com a tensão da rede, a comutação dos interruptores do inversor de corrente é habilitada, enquanto o interruptor S_1 permanece bloqueado, devido à tensão de entrada ser inferior à tensão de pico da rede elétrica ($V_{in} < 400$ V). Espera-se que a corrente seja nula no período em que o interruptor S_1 está bloqueado, porém não é o que ocorre quando utiliza-se sobreposição nos interruptores do CSI. Conforme apresentado na Figura 3.6(c), picos de corrente circulam pelos interruptores, os quais poderiam danificá-los. Esse comportamento indesejado na inicialização é evitado quando utiliza-se o tempo morto, como pode ser observado na Figura 3.6(b).

3.2 ANÁLISE DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

O inversor desdobrador de corrente mostra-se semelhante em termos de etapas de operação ao conversor *Buck* tradicional, o que denota sua simplicidade. Nesta seção, serão apresentadas as etapas de operação, as principais equações e as formas de ondas que auxiliaram na análise quantitativa e qualitativa do projeto do conversor.

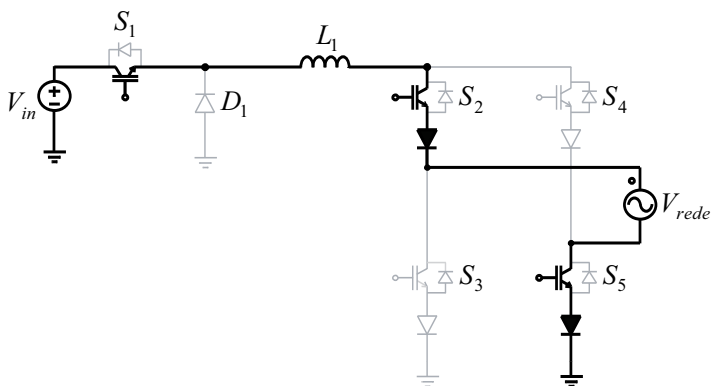
3.2.1 Etapas de operação

O conversor possui quatro etapas de operação: duas para o semiciclo positivo e duas para o semiciclo negativo da rede elétrica. Os circuitos equivalentes das duas primeiras etapas são idênticos aos circuitos das duas últimas.

Na primeira etapa de operação, considera-se que a tensão da rede está no semiciclo positivo e o interruptor S_1 está

em condução. Pode-se chamar essa etapa de magnetização do indutor, pois neste instante a fonte de entrada fornece energia para o indutor e para rede elétrica. A Figura 3.7 mostra o circuito equivalente da primeira etapa de operação, em que os elementos destacados indicam a passagem da corrente. A polaridade da rede é indicada por um ponto.

Figura 3.7 – Estado topológico para primeira etapa de operação.



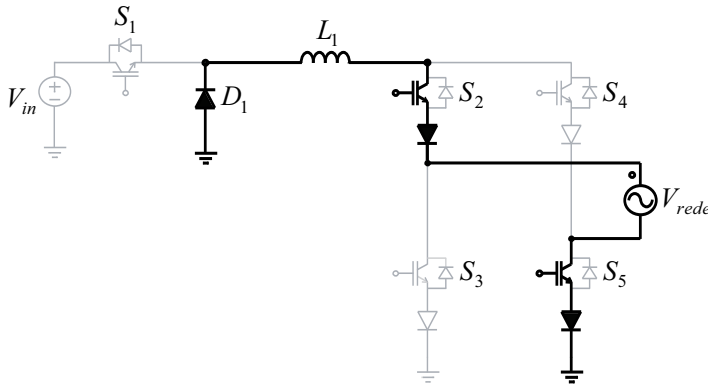
A corrente no indutor é dada pela expressão (3.1), em que i_{Lo} é diferente de zero quando $\omega t \neq k\pi$, sendo que $k \in \mathbb{N}$.

$$i_L(t) = \frac{(V_{in} - V_{rede}(\omega t))}{L_1}t + i_{Lo} \quad (3.1)$$

A transição da primeira para segunda etapa de operação ocorre quando o interruptor S_1 é bloqueado. Com isso, há a interrupção da corrente no indutor, o qual, para manter a continuidade do fluxo de corrente, inverte sua polaridade de tensão, consequentemente, D_1 entra em condução. Durante esta etapa é realizada a desmagnetização do indutor, também conhecida como etapa de roda livre, na qual o indutor é o elemento que fornece energia para rede elétrica. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.8

e a corrente no indutor é dada por (3.2).

Figura 3.8 – Estado topológico para segunda etapa de operação.



$$i_L(t) = - \left(\frac{V_{rede}(\omega t)}{L_1} \right) t + i_{Lo} \quad (3.2)$$

Durante a transição do semiciclo positivo para o semiciclo negativo todos os interruptores do CSI são bloqueados, devido ao uso do tempo morto. Essa comutação não será apresentada devido ao seu tempo de duração ser muito curto em relação ao período da rede elétrica, não causando, portanto, efeitos na análise do circuito.

Após o tempo morto, durante o semiciclo negativo da rede, os interruptores S_2 e S_5 permanecem bloqueados, enquanto S_3 e S_4 são comandados a conduzir. Nas Figuras 3.9 e 3.10, são apresentadas as duas etapas de operação desse semiciclo. Observa-se que a terceira e quarta etapas de operação são idênticas à primeira e à segunda, respectivamente. As expressões que definem a corrente no indutor são as mesmas para respectivas etapas.

Figura 3.9 – Estado topológico para terceira etapa de operação.

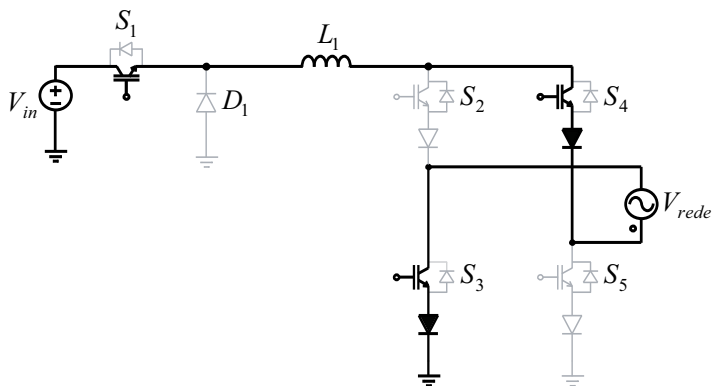
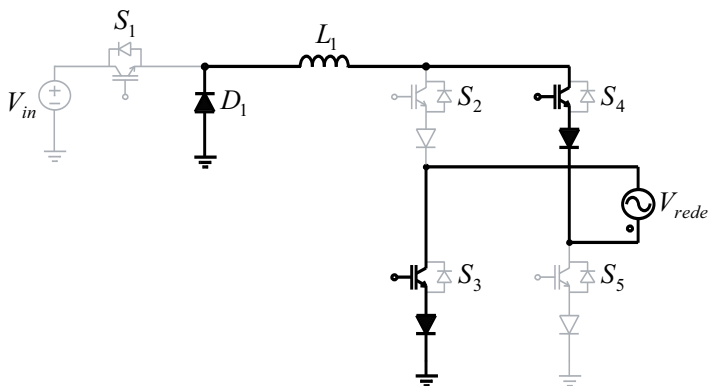


Figura 3.10 – Estado topológico para quarta etapa de operação.

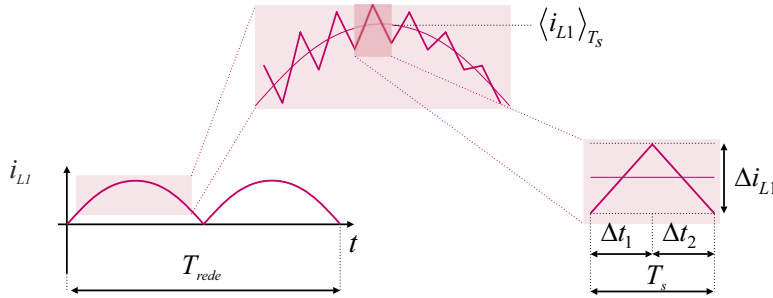


3.2.2 Análise global

Com o objetivo de obter as equações matemáticas que permitam realizar o dimensionamento dos componentes ativos e passivos do conversor desdobrador de corrente, será realizada uma análise global que consiste no estudo do con-

versor em duas bases de tempo. Para melhor entendimento do que seriam estas bases de tempo, na Figura 3.11 é mostrado o comportamento da corrente do indutor. Observa-se que a corrente é formada por duas componentes: uma com dobro da frequência da tensão da rede elétrica e outra com frequência igual a de comutação do interruptor S_1 . Sendo assim, primeiramente é feita a análise das grandezas na alta e, em seguida, na baixa frequência.

Figura 3.11 – Corrente no indutor L_1 evidenciando os tempos de análise.



3.2.2.1 Razão Cíclica

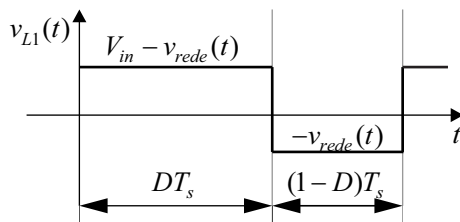
A análise será iniciada pela razão cíclica, que é um importante parâmetro para o conversor, pois é a partir dela que se determina o comportamento da comutação de alta frequência do conversor e, também, seu ganho estático. Por definição, conforme [32], a razão cíclica é dada por (3.3),

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (3.3)$$

onde t_c é o tempo em que o interruptor está em condução e T_s é o período de comutação.

Sabe-se que o ganho estático de um conversor é dependente da sua razão cíclica e pode ser deduzido por intermédio do valor médio da tensão sobre o indutor durante um período de comutação ($\langle v_{L1}(\omega t) \rangle_{T_s}$). Na Figura 3.12, é apresentada a forma de v_{L1} , enquanto em (3.4) calcula-se seu valor médio, o qual é zero em um período de comutação.

Figura 3.12 – Tensão do indutor durante um período de comutação.



Ao considerar que a tensão da rede elétrica é dada por (3.6) e realizando manipulações algébricas em (3.5), determina-se o ganho estático apresentado em (3.7), que é igual à razão cíclica do conversor.

$$\langle v_{L1}(\omega t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (3.4)$$

$$\frac{1}{T_s} [(V_{in} - v_{rede}(t)) DT_s + v_{rede}(t) (1 - D) T_s] = 0 \quad (3.5)$$

$$v_{rede}(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (3.6)$$

$$G = \frac{V_p \sin(\omega t)}{V_{in}} = D(\omega t) \quad (3.7)$$

Seja $\alpha = V_p/V_{in}$ o índice de modulação e V_p a tensão de pico da rede, a razão cíclica pode ser reescrita por:

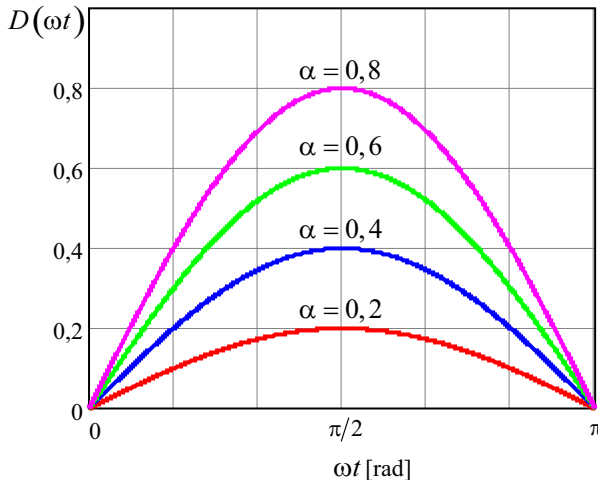
$$D(\omega t) = \alpha \text{sen}(\omega t) \quad (3.8)$$

Observa-se em (3.8) que a razão cíclica varia senoidalmente, sendo assim, seus valores de máximo e mínimo são dados por (3.9).

$$\begin{cases} D_{\max} = \alpha \\ D_{\min} = 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

A Figura 3.13 mostra o comportamento da razão cíclica para diferentes valores de α para um semiciclo da rede elétrica. Ressalta-se que o comportamento para o segundo semiciclo de rede elétrica será o mesmo, uma vez que a corrente no indutor é uma senoide retificada.

Figura 3.13 – Razão cíclica para diferentes valores de α em função de ωt para um semiciclo da rede elétrica.



3.2.2.2 Indutor

O cálculo da indutância é de extrema importância para o funcionamento adequado do conversor, uma vez que a indutância influencia diretamente na máxima ondulação de corrente, que, por sua vez, afeta o modo de operação do conversor. No caso de inversores, a ondulação de corrente também influencia na distorção harmônica da corrente que é introduzida na rede elétrica.

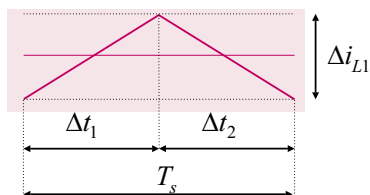
O valor da indutância é calculado considerando a variação máxima da corrente em meio período da rede. A ondulação de corrente no indutor é a variação da mesma durante uma etapa de operação, como pode ser observado na Figura 3.14, anteriormente ilustrada na Figura 3.11.

Por meio das formas de ondas das Figuras 3.12 e 3.14, nota-se que a variação da corrente no indutor durante a primeira etapa de operação pode ser dada por (3.10).

$$v_{L1}(t) = V_{in} - v_{rede}(t) = L \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t_1} \quad (3.10)$$

Entretanto, o intervalo Δt_1 é o próprio tempo de condução do interruptor S_1 . Sendo assim, de (3.3) obtém-se

Figura 3.14 – Corrente no indutor L_1 em um período de comutação.



a equação que define Δt_1 em função da razão cíclica e da frequência de comutação (f_s).

$$\Delta t_1 = t_c = D(\omega t)T_s = \frac{D(\omega t)}{f_s} \quad (3.11)$$

Por meio de (3.7), (3.10) e (3.11), pode-se determinar o comportamento do valor da indutância no período da rede, apresentada por (3.12).

$$L_1 = \frac{V_{in} [1 - \alpha \sin(\omega t)] \alpha \sin(\omega t)}{\Delta i_{L1} f_s} \quad (3.12)$$

Em (3.13), é definida a ondulação de corrente parametrizada, enquanto a Figura 3.15 mostra o comportamento da mesma para diferentes valores de α .

$$\overline{\Delta i_{L1}}(\omega t) = \frac{L_1 \Delta i_{L1} f_s}{V_{in}} = [1 - \alpha \sin(\omega t)] \alpha \sin(\omega t) \quad (3.13)$$

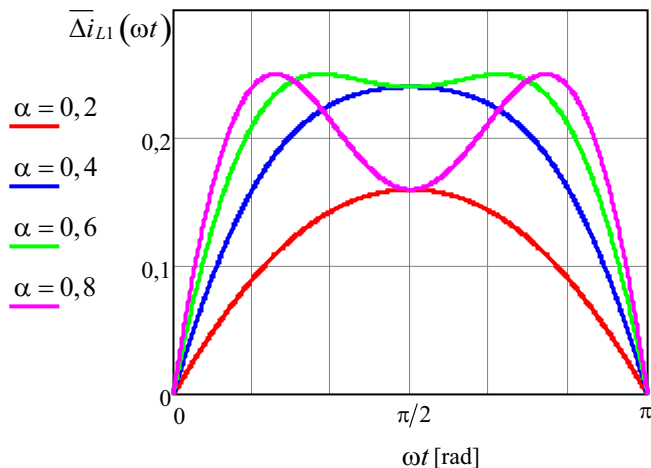
Aplicando o teste da primeira derivada em (3.13), pode-se definir a ondulação máxima da corrente parametrizada, conforme é apresentado em (3.14).

$$\overline{\Delta i_{L \max}} = \begin{cases} \alpha(1 - \alpha) & , \text{ para } 0 < \alpha \leq 0,5 \\ 0,25 & , \text{ para } 0,5 < \alpha < 1 \end{cases} \quad (3.14)$$

Substituindo os valores de (3.14) em (3.13), são obtidos os possíveis valores de indutância para qualquer variação de α , que são apresentados por (3.15).

$$L_1 = \begin{cases} \frac{V_{in} \alpha(1-\alpha)}{\Delta i_{L1} f_s} & , \text{ para } 0 < \alpha \leq 0,5 \\ \frac{V_{in}}{4 \Delta i_{L1} f_s} & , \text{ para } 0,5 < \alpha < 1 \end{cases} \quad (3.15)$$

Figura 3.15 – Ondulação de corrente parametrizada no indutor L_1 para diferentes valores de α .



3.2.2.3 Capacitor de desacoplamento

O capacitor de desacoplamento nos inversores monofásicos é o responsável pelo desacoplamento da ondulação de potência de 120 Hz entre entrada e saída do inversor, a qual é proveniente da conexão monofásica com a rede elétrica. Pode-se definir essa ondulação por intermédio do princípio da conservação de energia, o qual é apresentado em (3.16). Considerando que o conversor CC-CA é ideal, sem perdas, a potência elétrica de entrada (P_{in}) será igual à potência de saída, que é a mesma injetada na rede (P_{rede}), como pode ser visto em (3.17).

$$\sum P = 0 \quad (3.16)$$

$$P_{in} = P_{rede} \quad (3.17)$$

Supondo que o fator de potência seja unitário e a distorção harmônica da corrente injetada na rede seja nula, a potência instantânea de saída será dada por (3.19).

$$p_{rede}(t) = v_{rede}(t)i_{rede}(t) \quad (3.18)$$

$$p_{rede}(t) = V_{prede}I_{prede}\text{sen}^2(t) \quad (3.19)$$

Ao utilizar a identidade trigonométrica (3.20), pode-se reescrever a potência instantânea injetada na rede elétrica por (3.21).

$$\text{sen}^2(t) = \frac{1}{2} [1 - \cos(2t)] \quad (3.20)$$

$$p_{rede}(t) = \frac{V_{prede}I_{prede}}{2} - \frac{V_{prede}I_{prede}}{2}\cos(2t) \quad (3.21)$$

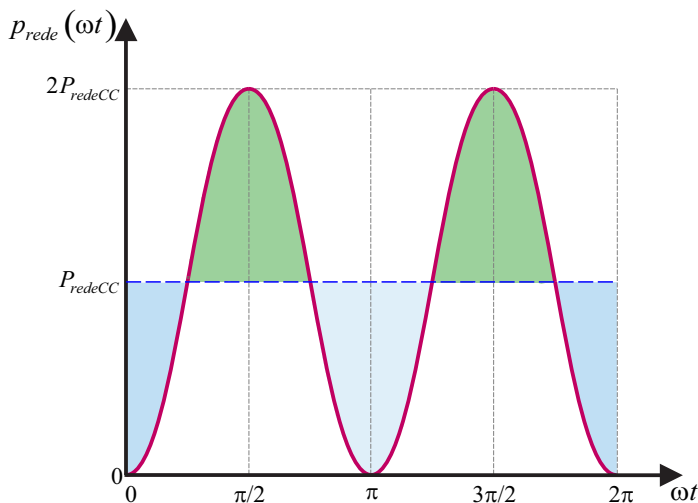
$$p_{rede}(t) = P_{redeCC} + p_{redeCA}(t) \quad (3.22)$$

O comportamento da potência instantânea de saída definido por (3.22) é apresentado em roxo na Figura 3.16. Observa-se que a potência da rede é constituída por duas componentes: P_{redeCC} e $p_{redeCA}(t)$.

A componente P_{redeCC} é constante e proveniente da fonte de energia renovável. Já $p_{redeCA}(t)$ é uma componente alternada com o dobro da frequência da rede, a qual é suprida pelo capacitor de desacoplamento com o objetivo de balancear as diferenças de fluxo de potência entre entrada e saída.

O balanceamento de potência realizado pelo capacitor pode ser compreendido analisando a Figura 3.16. No momento em que a potência da rede é superior a P_{redeCC} , o capacitor fornece energia, como representado pela área em

Figura 3.16 – Potência instantânea injetada na rede elétrica.



verde. Já a área em azul representa a energia que não é transferida para a rede elétrica, que é absorvida pelo capacitor. Sendo assim, supre-se o desbalanceamento de potência entre a fonte renovável e a rede elétrica.

O desacoplamento realizado pelo capacitor gera uma ondulação de tensão no mesmo, a qual deve ser controlada por vários motivos. No contexto de energias renováveis, podem-se citar os dois principais [28]:

- O primeiro é devido ao funcionamento do MPPT, o qual normalmente utiliza a leitura da tensão de barramento fornecida pela fonte renovável, representado por C_1 nas Figuras 3.18 e 3.17. Caso a ondulação de tensão nesse barramento não seja pequena, haverá subaproveitamento da fonte de energia renovável;
- O segundo motivo está relacionado à qualidade da corrente injetada na rede elétrica, que depende direta-

Figura 3.17 – Desacoplamento realizado no sistema eólico.

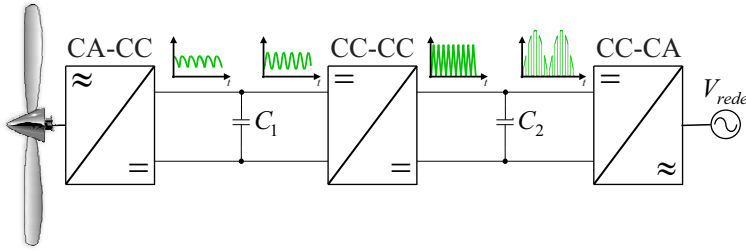
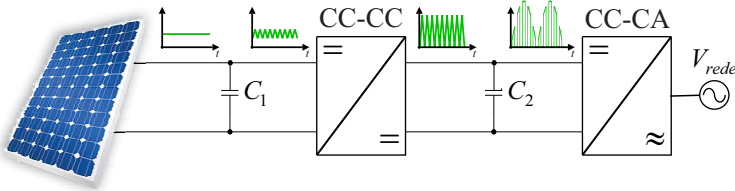


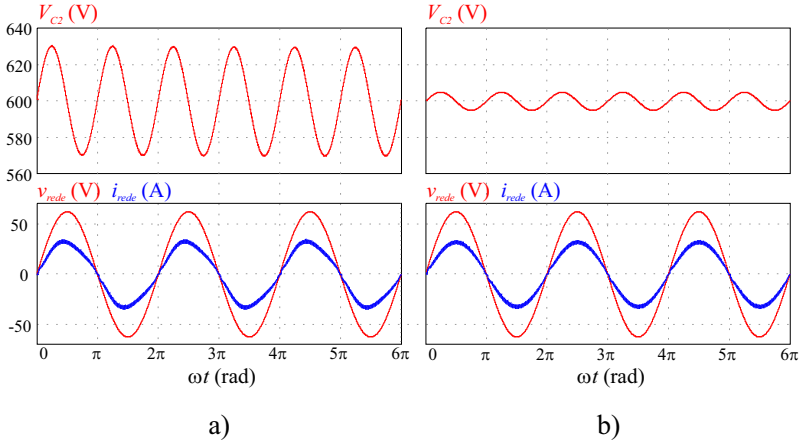
Figura 3.18 – Desacoplamento realizado no sistema fotovoltaico.



mente da tensão de barramento CC, localizado na entrada do conversor CC-CA, denominado de C_2 nas Figuras 3.18 e 3.17. Uma vez que haja grande variação na tensão, a corrente irá apresentar elevada THD, o que torna o inversor inadequado às normas de qualidade de energia [27, 28]. A Figura 3.19 mostra a diferença entre a corrente da rede quando a ondulação de tensão é projetada respectivamente para 10% e 2% da tensão média do barramento. As correntes das Figuras 3.19(a) e 3.19(b) apresentam THD iguais a 6,76% e 3,77%, respectivamente. Para realizar a simulação, utilizou-se o inversor proposto na presente dissertação.

O capacitor de desacoplamento pode ser alocado em diferentes locais do circuito, são eles: na entrada do inversor

Figura 3.19 – Distorção da corrente na rede elétrica projetando o capacitor para: a) 10% e b) 2% de ondulação de tensão.



(C_1), no barramento CC (C_2) ou na saída do inversor. O primeiro resulta em alta capacitância por ser tipicamente o lado de baixa tensão do inversor e por demandar uma pequena ondulação de tensão para realização do MPPT. O capacitor é mais utilizado nessa posição em inversores com somente um estágio de potência.

Por sua vez, o desacoplamento realizado no barramento CC é possível somente em inversores que possuem dois estágios de potência e é considerado a melhor posição para realizar o desacoplamento, segundo [27]. Devido à elevada tensão no barramento CC, o valor da capacitância requerida torna-se menor quando comparada à primeira estratégia de desacoplamento, como se observa em (3.23), a qual será deduzida adiante, sendo reescrita em (3.38).

$$C_{in} = \frac{P_{in}}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \Delta V_{in} \cdot V_{in}} \quad (3.23)$$

Por último, pode-se utilizar o capacitor no lado da rede

elétrica. Essa posição possui a vantagem do uso de uma pequena capacitância, o que permite utilizar tecnologias de capacitores com maior vida útil. Porém, para que seja possível dispor o capacitor nesta posição, é necessário adicionar mais um braço ao inversor, o que aumenta seu custo e diminui sua simplicidade [27].

Para as duas primeiras posições (C_1 e C_2), normalmente utilizam-se os capacitores eletrolíticos, devido à alta capacitância necessária para manter a pequena ondulação de tensão. Os capacitores eletrolíticos apresentam elevada densidade de potência, mas tendem a ter menor vida útil do que outras tecnologias de capacitores [26]. Por esse motivo, aliado à posição do capacitor de desacoplamento, podem-se empregar técnicas de controle mais avançadas ou fazer uso de filtro ativo. Ambos permitem a redução da capacitância de barramento e, conseqüentemente, o uso de tecnologias de capacitores diferentes do eletrolítico.

A implementação de compensadores sofisticados reduz a influência da ondulação de tensão sobre os controles de MPPT e de corrente da rede, todavia aumenta a complexidade de projeto do inversor. Por outro lado, o uso de filtro ativo atenua a ondulação de tensão no barramento CC, entretanto, aumenta o custo e eleva a complexidade do inversor, devido à adição de semicondutores e elementos passivos ao conversor [27].

Ao avaliar as posições e técnicas possíveis para o desacoplamento, optou-se por realizá-lo no barramento CC, sem o uso de técnicas de controle ou filtro ativo, com o objetivo de favorecer as características de simplicidade e baixo custo do inversor desdobrador de corrente. Apesar de simples, o projeto da capacitância requer cuidado, como será analisado a seguir.

- **Dimensionamento da capacitância de entrada do inversor**

A capacitância de C_{in} , apresentada na Figura 3.20, correspondente à C_2 da Figura 3.17, é projetada para respeitar, basicamente, duas especificações: a primeira, como visto acima, é a ondulação de tensão e a segunda é a corrente eficaz no capacitor. Ambas devem evitar valores que ultrapassem os limites determinados pelos fabricantes dos capacitores.

A ondulação da tensão de um capacitor qualquer pode ser calculada por (3.24).

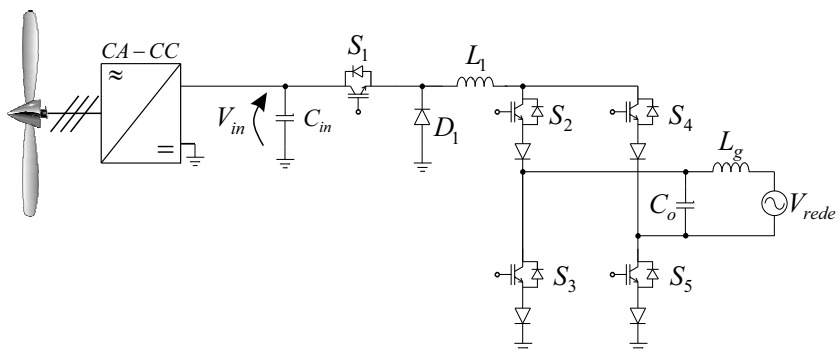
$$\Delta V_{in} = I_{C_{pp}} X_c \quad (3.24)$$

onde ΔV_{in} é o valor da ondulação da tensão de entrada, $\Delta I_{C_{pp}}$ é o valor de pico a pico da corrente que passa pelo capacitor e X_c é a reatância capacitiva, apresentada por (3.25).

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{in}} \quad (3.25)$$

Ao substituir (3.25) em (3.24) e isolar a capacitância, obtém-se

Figura 3.20 – Inversor proposto para o estudo da dissertação.



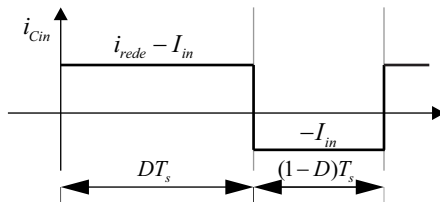
$$C_{in} = \frac{I_{C_{pp}}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta V_{in}} \quad (3.26)$$

onde f é a frequência da corrente que passa pelo capacitor, a qual é composta por uma corrente na frequência de comutação e por outra de 120 Hz, proveniente do balanceamento de potência. Observa-se que quanto menor a frequência, maior será a capacitância para manter a ondulação da tensão especificada. Portanto, como a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede ($f_s \gg f_{rede}$), pode-se concluir por meio de (3.26) que a variação de tensão no capacitor devido à componente de alta frequência é desprezível quando comparada à ondulação resultante da componente de baixa frequência ($\Delta V_{in.S} \ll \Delta V_{in.rede}$). Fazendo tal consideração, a equação (3.26) pode ser reescrita em (3.27).

$$C_{in} = \frac{I_{C_{pp}}}{4 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \Delta V_{in}} \quad (3.27)$$

Uma vez que ΔV_{in} e f_{rede} são especificações do projeto, observa-se em (3.27) que o único parâmetro indefinido é $I_{C_{pp}}$. Como resultado da análise da corrente do capacitor em um período de comutação, apresentada na Figura 3.21, obtém-se a expressão (3.28).

Figura 3.21 – Corrente no capacitor C_{in} para um período de comutação.



$$\langle i_{Cin}(\omega t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (i_{rede}(\omega t) - I_{in})d(t) + \int_0^{(1-D)T_s} (-I_{in})d(t) \right] \quad (3.28)$$

Ao desenvolver (3.28), defini-se o valor médio da corrente durante um período de comutação por (3.29).

$$\langle i_{Cin}(\omega t) \rangle_{T_s} = i_{rede}(\omega t)D(\omega t) - I_{in} \quad (3.29)$$

Pondera-se que a corrente da rede elétrica possui um comportamento senoidal e ondulação nula, conforme (3.30), enquanto seu valor de pico é definido em (3.33), por meio do princípio da conservação de energia (3.31).

$$i_{rede}(\omega t) = I_{prede}|sen(\omega t)| \quad (3.30)$$

$$P_{in} = P_{prede} \quad (3.31)$$

$$V_{in}I_{in} = \frac{V_{prede}I_{prede}}{2} \quad (3.32)$$

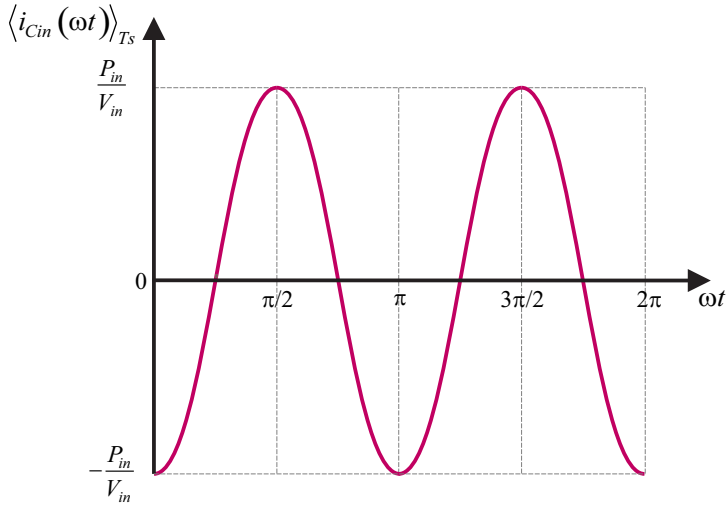
$$I_{prede} = \frac{2P_{in}}{V_{prede}} \quad (3.33)$$

Utilizam-se as equações (3.13) e (3.33), para reescrever (3.29) em (3.34), a qual determina o valor médio quase instantâneo da corrente do capacitor.

$$\langle i_{Cin}(\omega t) \rangle_{T_s} = \frac{2\alpha P_{in}}{V_{prede}} sen^2(\omega t) - \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3.34)$$

A corrente de pico a pico do capacitor é a diferença entre seus valores de máximo e mínimo, como observado na Figura 3.22, sendo que esses valores ocorrem em $\omega t = \pi/2$ e $\omega t = 0$, respectivamente, e são calculados em (3.35) e (3.36).

Figura 3.22 – Corrente $\langle i_{Cin}(\omega t) \rangle_{T_s}$ para um período da rede.



$$I_{Cmax} = \langle i_{Cin}(\omega t = \pi/2) \rangle_{T_s} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3.35)$$

$$I_{Cmin} = \langle i_{Cin}(\omega t = 0) \rangle_{T_s} = -\frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3.36)$$

Logo, a corrente de pico a pico é dada por (3.37).

$$I_{Cpp} = I_{Cmax} - I_{Cmin} = 2\frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3.37)$$

Ao substituir (3.37) em (3.27) tem-se em (3.38) a equação que define a capacitância necessária para respeitar a ondulação de tensão do barramento principal.

$$C_{in} = \frac{P_{in}}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \Delta V_{in} \cdot V_{in}} \quad (3.38)$$

3.2.3 Esforços sobre os componentes

AnaliseGlobal

Para que, na prática, o conversor funcione corretamente, é necessário que seus componentes passivos e ativos sejam dimensionados de forma adequada, a fim de que isso ocorra, torna-se indispensável o cálculo dos seus esforços, os quais serão descritos nesta seção.

Na dedução das equações, considera-se que a ondulação de corrente é nula, de modo a facilitar os cálculos. Tal consideração é válida, uma vez que não se justifica um grande esforço matemático para obter resultados aproximados, como será comprovado por simulação.

Por considerar a frequência de comutação muito maior que a frequência da rede, as variações em ωt são constantes para um período de comutação. Por esse motivo, desenvolveram-se as integrais das equações em duas bases de tempo distintas, como foi explicado no início deste capítulo.

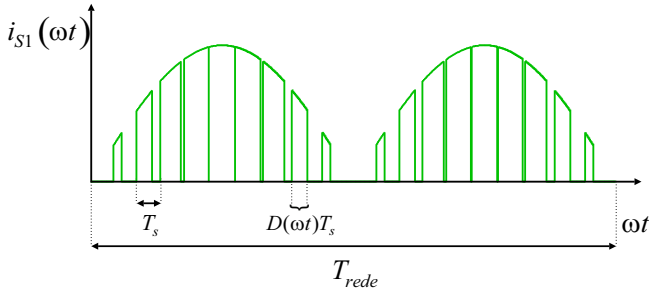
3.2.3.1 Corrente média no interruptor S_1

A corrente do interruptor, quando o mesmo está em condução, é equivalente à que circula pelo indutor. Sabendo que essa corrente possui o comportamento de uma senoide retificada, a corrente no interruptor S_1 é mostrada na Figura 3.23 e sua corrente média para um período de comutação no interruptor é dada por (3.40).

$$i_{S_1}(\omega t) = I_{prede} |\text{sen}(\omega t)| \quad (3.39)$$

$$\langle i_{S_1.med}(\omega t) \rangle_{T_s} = I_{prede} \text{sen}(\omega t) \cdot D(\omega t) \quad (3.40)$$

Figura 3.23 – Corrente no interruptor S_1 evidenciando tempos de análise.

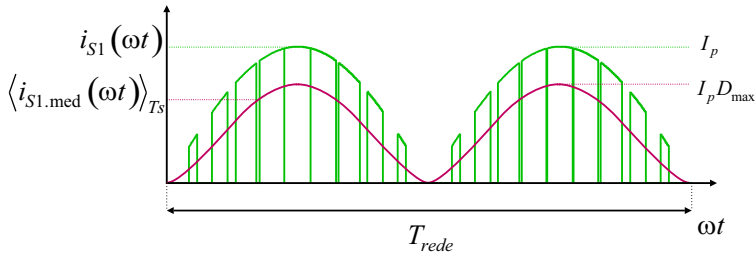


O comportamento da corrente instantânea ($i_{S1}(\omega t)$) pode ser comparado com sua corrente média em um período de comutação ($\langle i_{S1.med}(\omega t) \rangle_{T_s}$) na Figura 3.24.

A partir da integral de $\langle i_{S1.med}(\omega t) \rangle_{T_s}$, dada por (3.41), defini-se o valor médio da corrente em S_1 no período da rede elétrica (3.42).

$$I_{S1.med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{prede} \sin(\omega t) \cdot (\alpha \sin(\omega t)) d\omega t \quad (3.41)$$

Figura 3.24 – Corrente no interruptor S_1 e sua corrente média no período de comutação.



$$I_{S_1.med} = \frac{I_{prede}\alpha}{2} \quad (3.42)$$

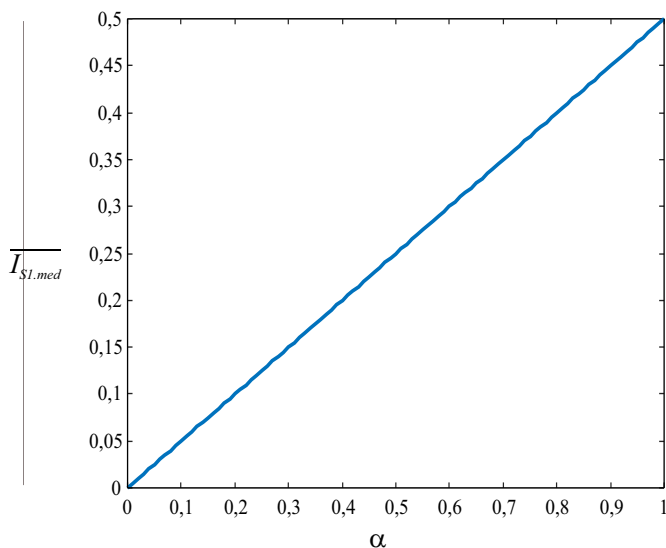
A parametrização da corrente média no interruptor S_1 é apresentada por (3.43). O ábaco, ilustrado na Figura 3.25, permite o cálculo de $I_{S_1.med}$ para qualquer variação de α .

$$\overline{I_{S_1.med}} = \frac{I_{S_1.med}}{I_{prede}} = \frac{\alpha}{2} \quad (3.43)$$

Conforme definido anteriormente por (3.33), a corrente de pico da rede elétrica em função das especificações do inversor é apresentada por (3.44).

$$I_{prede} = \frac{2P_{in}}{V_p} \quad (3.44)$$

Figura 3.25 – Valor da corrente média parametrizada no interruptor S_1 em função de α .



3.2.3.2 Corrente eficaz no interruptor S_1

O mesmo procedimento realizado para a dedução da corrente média foi feito para obtenção da corrente eficaz do interruptor. Primeiramente, obteve-se a equação da corrente eficaz do interruptor durante um período de comutação (3.47), por meio de análise da forma de onda da corrente instantânea do interruptor, apresentada na Figura 3.23.

$$\langle i_{S_1.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\alpha sen(\omega t) T_s} (I_{prede sen(\omega t)})^2 \cdot d(t)} \quad (3.45)$$

$$\langle i_{S.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} [I_{prede sen(\omega t)}]^2 D(\omega t) T_s} \quad (3.46)$$

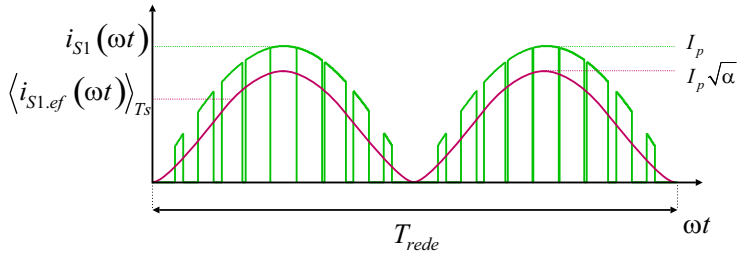
$$\langle i_{S_1.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = I_{prede sen(\omega t)} \sqrt{\alpha sen(\omega t)} \quad (3.47)$$

Em seguida, a partir da análise da forma de onda da corrente eficaz em um período de comutação, demonstrada pela cor roxa na Figura 3.26, obtém-se a equação que determina o valor eficaz da corrente no interruptor dada por (3.51).

$$I_{S_1.ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\langle i_{S_1.ef}(\omega t) \rangle_{T_s})^2 \cdot d(t)} \quad (3.48)$$

$$I_{S_1.ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(I_{prede sen(\omega t)} \sqrt{\alpha sen(\omega t)} \right)^2 \cdot d(\omega t)} \quad (3.49)$$

Figura 3.26 – Corrente no interruptor S_1 e sua corrente eficaz no período de comutação.



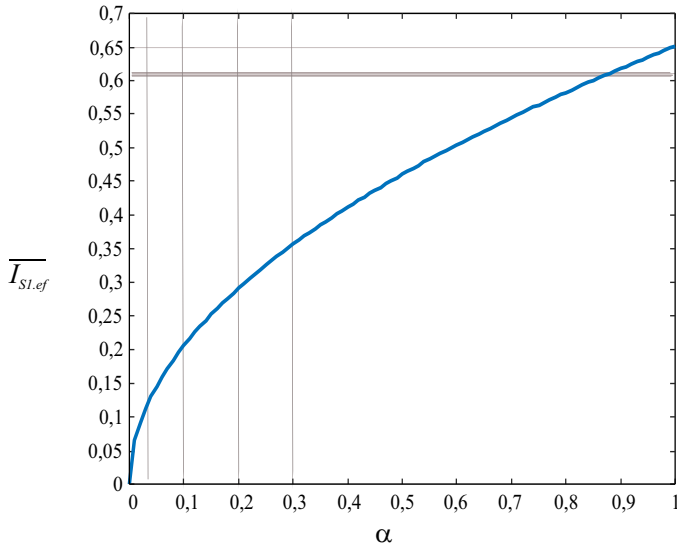
$$I_{S1.ef} = I_{prede} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi} \int_0^{\pi} (\text{sen}(\omega t))^3 \cdot d(\omega t)} = I_{prede} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi} \frac{4}{3}} \quad (3.50)$$

$$I_{S1.ef} = 2I_{prede} \sqrt{\frac{\alpha}{3\pi}} \quad (3.51)$$

O valor da corrente eficaz parametrizada no interruptor S_1 é definido por (3.52), enquanto a sua variação em função do índice de modulação é apresentada na Figura 3.27.

$$\overline{I_{S1.ef}} = \frac{I_{S1.ef}}{I_{prede}} = 2\sqrt{\frac{\alpha}{3\pi}} \quad (3.52)$$

Figura 3.27 – Valor da corrente eficaz parametrizada no interruptor S_1 em função de α .

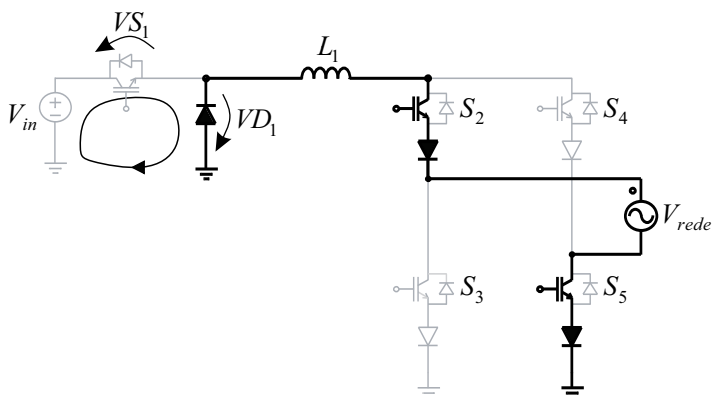


3.2.3.3 Tensão máxima sobre o interruptor S_1

Para calcular a tensão máxima que deve ser suportada pelo interruptor S_1 , realiza-se a análise do circuito do inversor na segunda etapa de operação, na qual o interruptor está bloqueado. Considerando a polaridade definida na Figura 3.28 e utilizando a lei das malhas de Kirchhoff e, ainda, considerando a queda da tensão em D_1 igual a zero, por estar em condução, encontra-se que a tensão máxima sobre o interruptor é a própria tensão de entrada do conversor definida em (3.53).

$$V_{S1.max} = V_{in} \quad (3.53)$$

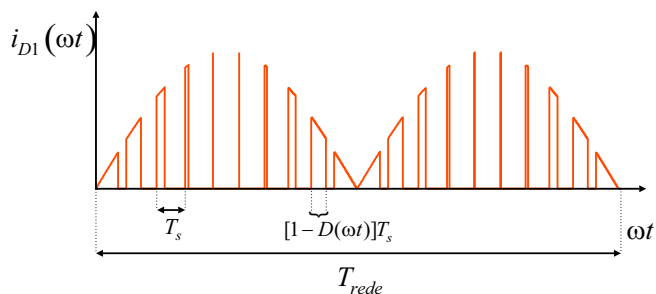
Figura 3.28 – Segunda etapa de operação do conversor com definição das polaridades da tensão.



3.2.3.4 Corrente média no diodo D_1

A corrente no diodo, igual ao interruptor S_1 , é a mesma corrente que passa pelo indutor, porém, o diodo conduz durante o segundo intervalo do período de comutação, como pode ser observado na Figura 3.29.

Figura 3.29 – Corrente no diodo D_1 evidenciando tempos de análise.



Por intermédio da análise da curva, define-se a corrente média durante um ciclo de comutação, mostrada em (3.56) e representada pela cor roxa na Figura 3.30.

$$\langle i_{D_1.med}(\omega t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{[1-D(\omega t)]T_s} i_L(\omega t) \cdot d(t) \quad (3.54)$$

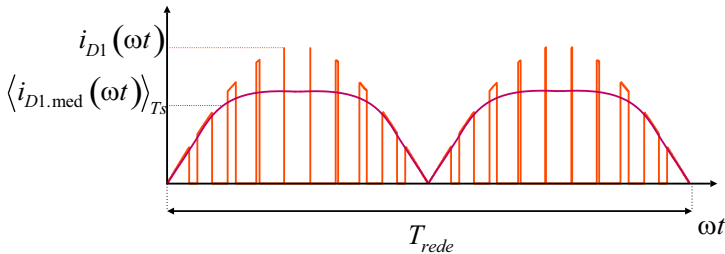
$$\langle i_{D_1.med}(\omega t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} i_L(\omega t) \cdot [1 - D(\omega t)] T_s \quad (3.55)$$

$$\langle i_{D_1.med}(\omega t) \rangle_{T_s} = I_{prede sen}(\omega t) \cdot [1 - D(\omega t)] \quad (3.56)$$

Ao integrar (3.56), obtém-se a corrente média em um período de rede. O desenvolvimento matemático apresentado abaixo resulta em (3.59).

$$I_{D_1.med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \langle i_{D_1.med}(\omega t) \rangle_{T_s} d\omega t \quad (3.57)$$

Figura 3.30 – Corrente no diodo D_1 e sua corrente média no período de comutação.



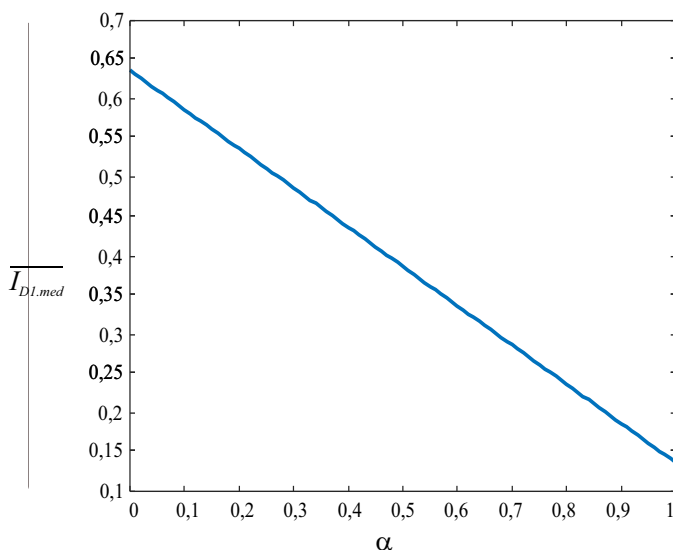
$$I_{D_1.med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{prede} \sin(\omega t) \cdot (1 - D(\omega t)) d\omega t \quad (3.58)$$

$$I_{D_1.med} = \frac{I_{prede}}{2\pi} [4 - \pi\alpha] \quad (3.59)$$

A corrente média parametrizada no diodo D_1 é apresentada por (3.60) e a variação de seu valor em função de α é ilustrada na Figura 3.31.

$$\overline{I_{D_1.med}} = \frac{I_{D_1.med}}{I_{prede}} = \frac{4 - \pi\alpha}{2\pi} \quad (3.60)$$

Figura 3.31 – Valor da corrente média parametrizada no diodo D_1 em função de α .



3.2.3.5 Corrente eficaz no diodo D_1

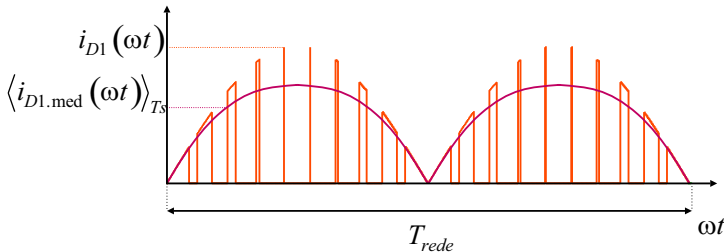
O cálculo da corrente eficaz de D_1 segue o mesmo procedimento utilizado na obtenção do valor eficaz da corrente de S_1 . A dedução é apresentada abaixo, resultando em (3.63) e (3.67), que são, respectivamente, as correntes eficazes de D_1 em um período de comutação e em um período da rede. A corrente eficaz durante o período de comutação é apresentada na cor roxa na Figura 3.32.

$$\langle i_{D_1.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D(\omega t))T_s} (i_{D1}(\omega t))^2 \cdot d(t)} \quad (3.61)$$

$$\langle i_{D_1.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{[1-\alpha \text{sen}(\omega t)]T_s} (I_p \text{sen}(\omega t))^2 \cdot d(t)} \quad (3.62)$$

$$\langle i_{D_1.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = I_{prede} \text{sen}(\omega t) \sqrt{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} \quad (3.63)$$

Figura 3.32 – Corrente no diodo D_1 e sua corrente eficaz no período de comutação.



$$I_{D_1.ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\langle i_{D.ef}(\omega t) \rangle_{Ts} \right)^2 \cdot d(\omega t)} \quad (3.64)$$

$$I_{D_1.ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(I_{prede} \text{sen}(\omega t) \sqrt{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} \right)^2 d\omega t} \quad (3.65)$$

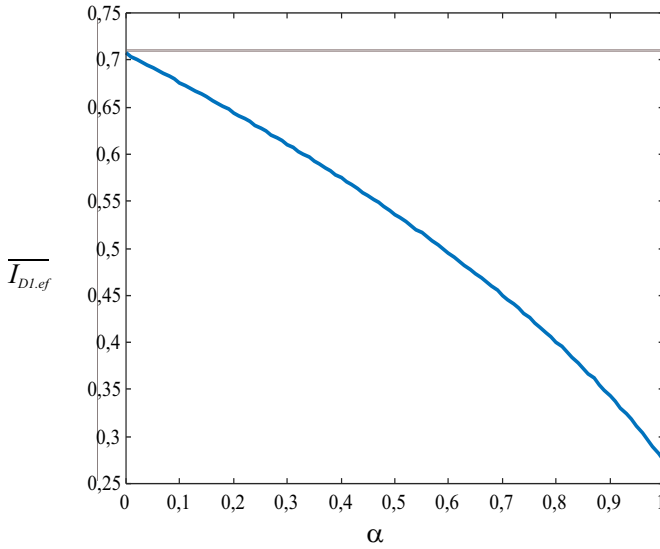
$$I_{D_1.ef} = I_p \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \text{sen}^2(\omega t) (1 - \alpha \text{sen}(\omega t)) d\omega t} \quad (3.66)$$

$$I_{D_1.ef} = I_{prede} \sqrt{\frac{3\pi - 8\alpha}{6\pi}} \quad (3.67)$$

Em (3.68) é apresentada a corrente eficaz parametrizada de D_1 . A variação do valor de $\overline{I_{D_1.ef}}$ em função do índice de modulação é mostrada na Figura 3.33.

$$\overline{I_{D_1.ef}} = \frac{I_{D_1.ef}}{I_{prede}} = \sqrt{\frac{3\pi - 8\alpha}{6\pi}} \quad (3.68)$$

Figura 3.33 – Valor da corrente eficaz parametrizada no diodo D_1 em função de α .

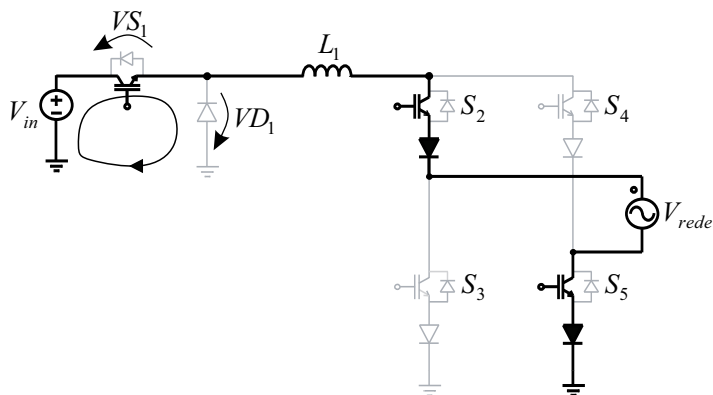


3.2.3.6 Tensão máxima sobre o diodo D_1

Por meio da análise da primeira etapa de operação, instante em que D_1 está bloqueado, obtém-se a tensão máxima suportada pelo mesmo. Considerando a polaridade definida na Figura 3.34 e utilizando a lei das malhas de Kirchhoff, a tensão do interruptor é igual a zero, portanto, toda tensão de entrada está sobre o diodo, sendo essa a tensão máxima suportada por ele, conforme mostrado em (3.69).

$$V_{D1.max} = -V_{in} \quad (3.69)$$

Figura 3.34 – Segunda etapa de operação do conversor com definição das polaridades da tensão.



3.2.3.7 Corrente média nos interruptores e diodos do inversor de corrente

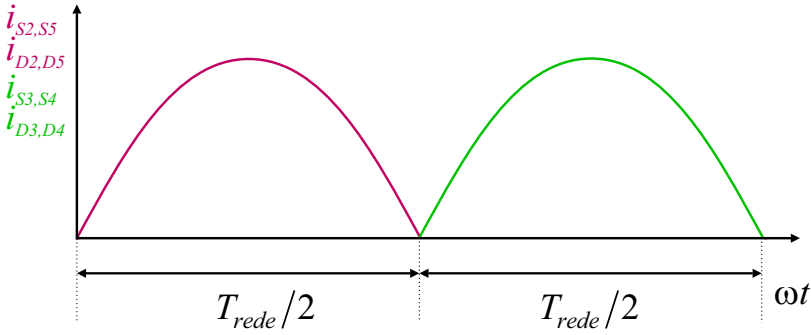
Os diodos e os interruptores do inversor de corrente estão em série, sendo assim, as equações deduzidas nesta seção aplicam-se para ambos os semicondutores. Por esse motivo, a dedução será realizada com variáveis genéricas.

Como cada semicondutor do inversor conduz a corrente durante um semiciclo da rede, não é necessário realizar o estudo no período de comutação do conversor *Buck*. A Figura 3.35 apresenta as correntes dos semicondutores durante um período da rede.

Resolvendo-se a integral de uma das formas de ondas da Figura 3.35, obtém-se o valor médio da corrente nos interruptores do inversor que é dado por (3.72).

$$I_{S,D.inv.med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{prede} \sin(\omega t) d\omega t \quad (3.70)$$

Figura 3.35 – Correntes nos semicondutores do inversor.



$$I_{S,D.inv.med} = \frac{I_{prede}}{2\pi} \int_0^{\pi} \text{sen}(\omega t) d\omega t \quad (3.71)$$

$$I_{S,D.inv.med} = \frac{I_{prede}}{\pi} \quad (3.72)$$

3.2.3.8 Corrente eficaz nos interruptores do inversor de corrente

Para a obtenção da corrente eficaz utiliza-se, também, a forma de onda da corrente apresentada na Figura 3.35. A dedução é realizada abaixo culminando em (3.74).

$$I_{S,D.inv.ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{prede} \text{sen}(\omega t))^2 \cdot d(\omega t)} \quad (3.73)$$

$$I_{S,D.inv.ef} = \frac{I_{prede}}{2} \quad (3.74)$$

3.2.3.9 Tensão máxima sobre os interruptores do inversor de corrente

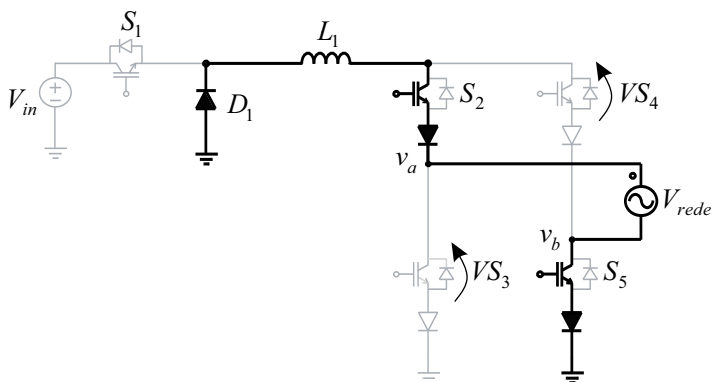
A análise da tensão sobre os interruptores pode ser realizada tanto pelo estado topológico durante o semiciclo positivo quanto pelo semiciclo negativo da rede, independentemente da etapa de operação em que se encontra o conversor *Buck*. Para a análise abaixo, será considerado o conversor durante o semiciclo positivo, com as polaridades definidas de acordo com a Figura 3.36.

No circuito, os interruptores S_2 e S_5 estão em condução, o que significa que o potencial v_a está presente tanto no coletor de S_3 quanto no coletor de S_4 , enquanto o potencial v_b encontra-se no emissor de ambos.

A diferença de potencial entre v_a e v_b é definida por (3.75), que é a mesma tensão sobre os semicondutores do inversor.

$$v_a - v_b = v_{rede}(\omega t) \quad (3.75)$$

Figura 3.36 – Tensões nos inversores com suas polaridade.



$$v_{S.Inv}(\omega t) = v_{rede}(\omega t) \quad (3.76)$$

Ao considerar que a tensão da rede é uma senoide livre de distorções harmônicas, seu valor de pico é dado por (3.77), sendo esta a tensão máxima suportada pelos semicondutores do inversor (3.78).

$$V_{prede} = V_{rede.rms}\sqrt{2} \quad (3.77)$$

$$V_{S.Inv.max} = V_{prede} \quad (3.78)$$

3.2.3.10 Corrente de pico no indutor L_1

Conforme apresentado na Figura 3.36, a corrente que passa pelo indutor é a mesma que é introduzida pelo inversor na rede elétrica. Dessa forma, a corrente de pico do indutor, desconsiderando a ondulação em alta frequência, é igual a corrente de pico da rede elétrica, que foi definida anteriormente por (3.33) e é mostrada em (3.79).

$$I_{pL} = I_{prede} = \frac{2P_{in}}{V_p} = \frac{2I_{in}}{\alpha} \quad (3.79)$$

3.2.3.11 Corrente média e eficaz no indutor L_1

As correntes média e eficaz que passam pelo indutor são importantes parâmetros para seu projeto. Levando em conta que a corrente do indutor é uma senoide retificada, conforme demonstrado na Figura 3.11, ao desconsiderar a sua ondulação de corrente para simplicidade dos cálculos, pode-se definir seu comportamento por (3.80).

$$i_L(\omega t) = I_{prede} |sen(\omega t)| \quad (3.80)$$

Para encontrar o valor médio em um período de rede integra-se (3.80), conforme a dedução abaixo.

$$I_{L.med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{prede} sen(\omega t) \cdot d\omega t \quad (3.81)$$

$$I_{L.med} = \frac{I_{prede}}{\pi} \int_0^{\pi} sen(\omega t) \cdot d\omega t \quad (3.82)$$

Considera-se que:

$$I_{prede} = \frac{2P_{in}}{V_{prede}} \quad (3.83)$$

Logo, a corrente média no indutor é dada por (3.84).

$$I_{L.med} = \frac{2I_{prede}}{\pi} = \frac{4P_{in}}{\pi V_{prede}} \quad (3.84)$$

A corrente eficaz que passa pelo indutor tem o mesmo valor da corrente eficaz injetada na rede elétrica, o qual é dependente do valor de pico da corrente, que, por sua vez, pode ser definido em função de especificações do conversor, conforme apresentado em (3.85).

$$I_{L.ef} = \frac{I_{prede}}{\sqrt{2}} = \frac{2P_{in}}{\sqrt{2}V_{prede}} \quad (3.85)$$

3.2.3.12 Corrente eficaz no capacitor de desacoplamento C_{in}

O procedimento para obtenção da corrente eficaz no capacitor de barramento é análogo àquele empregado no cál-

culo das correntes eficazes dos semicondutores. Em primeiro lugar, obtém-se a corrente eficaz durante um período de comutação, por meio da análise da forma de onda da corrente do capacitor apresentada na Figura 3.21, resultando na equação (3.87)

$$\langle i_{Cin.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{D(\omega t)T_s} (i_{rede} - I_{in})^2 dt + \int_0^{(1-D(\omega t))T_s} (-I_{in})^2 dt \right]} \quad (3.86)$$

$$\langle i_{Cin.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} = \sqrt{D(\omega t)i_{rede}^2 - 2D(\omega t)I_{in}i_{rede}(\omega t) + I_{in}^2} \quad (3.87)$$

Em seguida, utilizando (3.87), obtém-se a corrente eficaz do capacitor dada por (3.90).

$$I_{Cin.ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\langle i_{Cin.ef}(\omega t) \rangle_{T_s} \right)^2 d(\omega t)} \quad (3.88)$$

$$I_{Cin.ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\sqrt{D(\omega t)i_{rede}^2 - 2D(\omega t)I_{in}i_{rede} + I_{in}^2} \right)^2 d(\omega t)} \quad (3.89)$$

$$I_{Cin.ef} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \sqrt{\frac{16}{3 \cdot \alpha \cdot \pi} - 1} \quad (3.90)$$

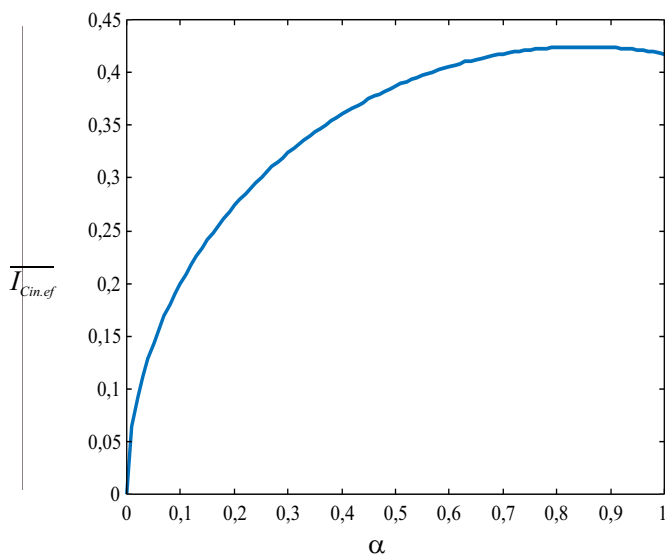
Substituindo (3.79) em (3.91), obtém-se (3.92), que define a corrente eficaz parametrizada do capacitor de entrada. A Figura 3.37 apresenta a variação de $\overline{I_{Cin.ef}}$ em função do

índice de modulação α .

$$I_{Cin.ef} = I_{in} \sqrt{\frac{16}{3 \cdot \alpha \cdot \pi} - 1} \quad (3.91)$$

$$\overline{I_{Cin.ef}} = \frac{I_{Cin.ef}}{I_{prede}} = \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{16}{3 \cdot \alpha \cdot \pi} - 1} \quad (3.92)$$

Figura 3.37 – Valor da corrente eficaz parametrizada no capacitor de entrada C_{in} em função de α .



3.2.4 Validação da análise do estágio de potência

A validação da análise do estágio de potência foi realizada por meio da comparação entre os resultados obtidos pelas equações definidas nas seções 3.2.2 e 3.2.3 e pela simulação do inversor em malha aberta no *software* PSIM, ambos

utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 3.2.

Os valores calculados e os resultados de simulação são apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.2 – Parâmetros da simulação do conversor em malha aberta para validação da análise do estágio de potência.

Potência nominal (P_{max})	5 kW
Tensão de entrada (V_{in})	600 V
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Máxima ondulação da tensão de entrada ($\Delta V_{in\%}$)	2%
Máxima ondulação de corrente ($\Delta i_{L\%}$)	10%
Valor eficaz da tensão da rede elétrica (V_{rede})	220 V
Frequência da rede elétrica (f_{rede})	60 Hz
Indutor (L_1)	933,381 μ H
Capacitor de entrada (C_{in})	1,842 mF

Tabela 3.3 – Resultados de simulação do conversor em malha aberta para validação da análise do estágio de potência.

	Calculado	Simulação	Erro (%)
ΔV_{in} (V)	12	12,057	0,48
Δi_L (A)	3,214	3,194	0,63
$I_{S1.med}$ (A)	8,33	8,285	0,54
$I_{S1.ef}$ (A)	15,078	15,049	0,19
$I_{D1.med}$ (A)	12,128	12,175	-0,39
$I_{D1.ef}$ (A)	17,005	17,056	-0,30
$I_{S,D.inv.med}$ (A)	10,231	10,229	0,01
$I_{S,D.inv.ef}$ (A)	16,071	16,084	-0,08
$I_{L.med}$ (A)	20,462	20,459	0,01
$I_{L.ef}$ (A)	22,727	22,746	-0,08
$I_{Cin.ef}$ (A)	12,566	12,563	0,02

Na dedução das equações para o cálculo dos esforços de corrente dos componentes de potência do inversor, a ondulação de corrente foi desconsiderada de modo a simplificar o estudo. Observa-se que esta consideração não acarretou prejuízos na análise do inversor, uma vez que o erro percentual entre os valores calculados e simulados é baixo para todos os parâmetros, sendo sempre menor que 1 %, fato que valida a análise realizada neste capítulo.

3.3 COMPARAÇÃO COM O INVERSOR DE TENSÃO EM PONTE COMPLETA

Obtidas as equações que permitem dimensionar os componentes de potência da topologia proposta, é possível realizar algumas comparações com o inversor fonte de tensão ponte completa por meio de uma análise qualitativa.

3.3.1 Indutância

Na seção 3.2.2.2, definiu-se a equação que permite calcular a indutância (L_1) necessária para que a máxima ondulação de corrente que circula pelo inversor seja igual a especificada pelo projetista. Essa equação é apresentada na Tabela 3.4, juntamente com as equações que são utilizadas para o inversor fonte de tensão ponte completa (FB-VSI) com um filtro L na sua saída, conforme a Figura 2.14, e operando com as modulações dois (2N) e três níveis (3N) [33, 34].

Para realizar a comparação entre o valor das indutâncias de cada inversor, utiliza-se a máxima ondulação de corrente parametrizada ($\overline{\Delta i_{L1}}(\omega t)$), de maneira que os parâmetros de projeto não interfiram na comparação. As ondulações de corrente parametrizadas para cada topologia são apresen-

Tabela 3.4 – Equações que permitem calcular as indutâncias mínimas para a topologia proposta e para o VSI ponte completa operando com modulação dois e três níveis.

VSI ponte completa (2N)	$\frac{V_{in}}{2\Delta i_L f_s} \cdot (1 + \alpha sen(\omega t))(1 - \alpha sen(\omega t))$
VSI ponte completa (3N)	$\frac{V_{in}}{2\Delta i_L f_s} \cdot \alpha sen(\omega t)(1 - \alpha sen(\omega t))$
Inversor proposto	$\frac{V_{in}}{2\Delta i_L f_s} \cdot 2\alpha sen(\omega t)(1 - \alpha sen(\omega t))$

tadas na Tabela 3.5.

Ao fazer o teste da primeira derivada, obtém-se o maior valor que $\overline{\Delta i_{L1}}(\omega t)$ pode assumir, consequentemente, o valor máximo da indutância. Na Tabela 3.6, apresenta-se uma comparação entre as indutâncias das topologias. A menor

Tabela 3.5 – Ondulação de corrente parametrizada para a topologia proposta e para o VSI ponte completa operando com modulação dois e três níveis.

VSI ponte completa (2N)	$(1 + \alpha sen(\omega t))(1 - \alpha sen(\omega t))$
VSI ponte completa (3N)	$\alpha sen(\omega t)(1 - \alpha sen(\omega t))$
Inversor proposto	$2\alpha sen(\omega t)(1 - \alpha sen(\omega t))$

Tabela 3.6 – Comparação entre as indutâncias mínimas para a topologia proposta e para o VSI ponte completa operando com modulações dois e três níveis

VSI ponte completa (3N)	L_{3N}
Inversor proposto	$2 \cdot L_{3N}$
VSI ponte completa (2N)	$4 \cdot L_{3N}$

indutância é referente ao VSI ponte completa operando com modulação três níveis (L_{3N}). Por esse motivo, foi tomada esta indutância como referência. A indutância do inversor proposto é duas vezes maior que L_{3N} , enquanto o VSI operando com a modulação dois níveis possui uma indutância quatro vezes maior que L_{3N} .

Com a comparação realizada, percebe-se que a topologia proposta operando com comutação em baixa frequência na ponte inversora, requer uma indutância máxima que está na média entre as duas possíveis indutâncias para o VSI ponte completa. Esta característica contribui para redução de custo, peso e volume do inversor proposto.

3.3.2 Semicondutores

Na Tabela 3.7, apresenta-se a quantidade de semicondutores que cada topologia possui.

A topologia proposta apresenta uma grande quantidade de semicondutores quando são utilizados interruptores em série com diodos no desdobrador de corrente, aqui chamados de interruptores simples. Entretanto, quando emprega-se a tecnologia RB-IGBT (*Reverse Blocking-IGBT*) o número de semicondutores é reduzido quase pela metade, uma vez que os diodos em série tornam-se desnecessários. Desse modo, a quantidade de semicondutores do inversor proposto

Tabela 3.7 – Número de semicondutores do inversor proposto e do inversor fonte de tensão ponte completa.

	Inversor proposto		Inversor ponte completa
	Simplex	RB-IGBT	
Interruptores	5	5	4
Diodos	5	1	-
Total	10	6	4

aproxima-se da existente no FB-VSI.

As condições de operação dos semicondutores no conversor podem impactar no custo do inversor de forma mais significativa do que a quantidade de semicondutores. Essa comparação é complexa e dificilmente encontrada na literatura. Na presente dissertação será realizada uma análise simplificada, a partir das seguintes características:

- **Frequência de comutação:** Semicondutores que operam em alta frequência (kHz), tendem a ser mais caros do que os semicondutores de baixa frequência (Hz);
- **Tipo de comutação:** O tipo de comutação interfere diretamente na eficiência e na robustez do inversor. A comutação forçada dos semicondutores aumenta as perdas do conversor e reduz a vida útil dos semicondutores. Quando operam sob tensão elevada, estas características são agravadas;
- **Tensão sobre os semicondutores:** Semicondutores que suportam elevadas tensões são mais caros e operam com menor frequência de comutação do que semicondutores de baixa tensão.

A tabela Tabela 3.8 apresenta a quantidade de semicondutores que operam de acordo com as condições apresentadas

Tabela 3.8 – Comparação do modo de operação dos semicondutores do inversor proposto e do inversor fonte de tensão ponte completa.

		Inversor proposto		Inversor ponte completa
		Simples	RB-IGBT	
Frequência de comutação	Baixa (Hz)	8	4	-
	Alta (kHz)	2	2	4
Tipo de comutação	Suave	8	4	-
	Forçada	2	2	4
Nível de Tensão	V_{rede}	4	4	-
	V_{in}	2	2	4

acima, o que permite avaliar a diferença entre as topologias quanto ao modo de operação de seus semicondutores.

Observando a Tabela 3.8, pode-se afirmar que o modo de operação dos semicondutores do inversor proposto não é tão severo quando comparado ao do FB-VSI. Apesar da quantidade de semicondutores na topologia proposta ser maior que a do inversor fonte de tensão ponte completa, o modo em que os semicondutores operam torna a topologia proposta competitiva quando comparada ao FB-VSI, até mesmo quando se utilizam interruptores simples.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram apresentados três aspectos indispensáveis para o desenvolvimento desta pesquisa, dentre eles, a topologia, a estratégia de modulação empregada e as deduções matemáticas. Analisando o funcionamento da topologia com a modulação empregada, pode-se verificar algumas vantagens e desvantagens do inversor.

Observou-se que o conversor tende a ser robusto, visto

que, retirado o comando do interruptor S_1 , a rede é isolada do restante do inversor, sem o uso de circuitos auxiliares.

O uso de apenas um interruptor comutando em alta frequência, enquanto os demais interruptores comutam em sincronia com a tensão da rede, resulta em uma estrutura com pequenas perdas de comutação e baixo custo. Além disso, a implementação da estrutura torna-se bastante simples, uma vez que se utiliza modulação PWM senoidal somente em um dos interruptores, ao mesmo tempo em que os demais não necessitam de nenhum tipo de modulação.

O indutor L_1 , compartilhado pelas estruturas *Buck* e CSI, auxiliou na filtragem da corrente da rede, não havendo necessidade de projetar um filtro de saída. Ademais, o indutor estava localizado na região de alta frequência do conversor, resultando em uma indutância de pequeno valor.

Interruptores rápidos que comutam em alta frequência (na faixa de kHz) costumam ser mais caros que interruptores lentos (na faixa de Hz), portanto, dependendo da estratégia de modulação utilizada, a quantidade de interruptores que comutam em alta frequência pode ser citada como uma desvantagem da estrutura, pois pode elevar o custo da mesma. Porém, com a modulação empregada na topologia estudada nesta dissertação, os custos são minimizados em razão de a maioria dos semicondutores ser de baixa frequência.

Em algumas aplicações, o fato de o conversor ser unidirecional seria uma desvantagem, pois o mesmo não permitiria o processamento de reativos da rede elétrica e também não seria possível o carregamento do barramento CC pela rede, caso este fosse composto por baterias.

Por fim, poder-se-ia citar como desvantagem o uso de tempo morto para comutação de braço, o qual é apontado como uma das principais desvantagens do tradicional inversor fonte de tensão (VSI). Porém, observa-se que no VSI o tempo morto é realizado na frequência de comutação (em

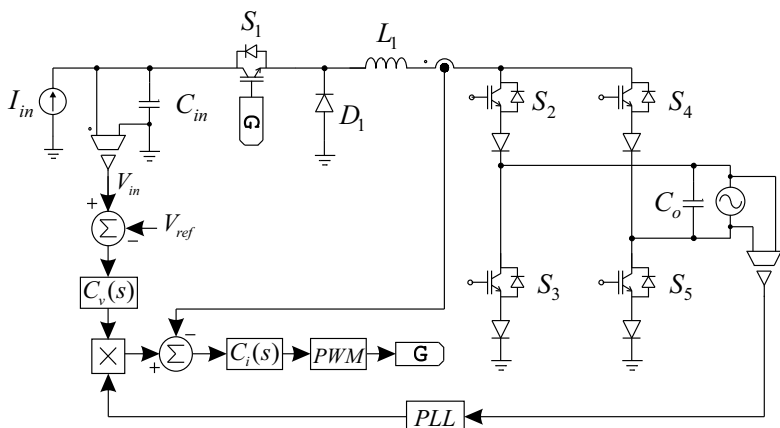
kHz), enquanto no inversor desdobrador de corrente o tempo morto ocorre duas vezes em um período de rede elétrica e em condições de comutação suave, o que torna o inversor estudado mais confiável.

4 MODELAGEM E CONTROLE DO INVERSOR

Na Figura 4.1, é apresentado o circuito do conversor operando em malha fechada. Observa-se que são realizadas medições de duas grandezas: tensão do barramento e corrente do indutor. Essas medições são utilizadas por dois controladores que impõem um comportamento a tais grandezas. Os controladores utilizados nesta pesquisa foram projetados utilizando técnicas de controle linear, o que torna necessário a obtenção de modelos que representem o comportamento das grandezas que serão controladas, sendo esse o objetivo deste capítulo. Portanto, a seguir, serão realizadas deduções matemáticas a fim de encontrar os modelos matemáticos que reproduzem o comportamento da tensão do barramento e da corrente do indutor.

Além da obtenção dos modelos, também será apresentado o PLL que foi utilizado (*phase locked loop*, ou em por-

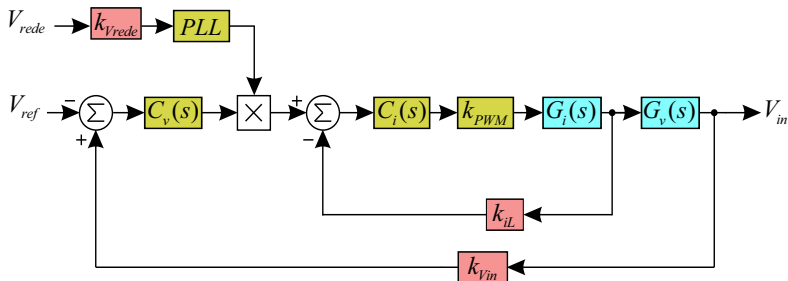
Figura 4.1 – Circuito do conversor operando em malha fechada.



tuçõe s laço de travamento de fase), responsável por proporcionar uma referência senoidal retificada para o controle de corrente do indutor, livre de harmônicas e em fase com a tensão da rede.

A representação em diagrama de blocos do circuito da Figura 4.1 é apresentada na Figura 4.2. Foi empregada uma técnica de controle clássica, como se pode observar ainda na Figura 4.2, conhecida por controle em cascata. Neste tipo de técnica, as malhas de corrente e tensão estão em série, e o controle de tensão gera a referência para o de corrente.

Figura 4.2 – Diagrama de blocos do conversor com malhas de corrente e de tensão.



Os blocos destacados em vermelho são os ganhos dos sensores que serão utilizados no protótipo, enquanto os blocos em azul representam as funções de transferência que reproduzem o comportamento da corrente do indutor ($G_i(s)$) e da tensão do barramento ($G_v(s)$). Por último, os blocos em amarelo são os controladores de tensão e corrente, o modulador (k_{PWM}) e o PLL, todos implementados no DSP (*digital signal processor*, em português, processador de sinal digital).

4.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE DA MALHA DE CORRENTE DO INDUTOR

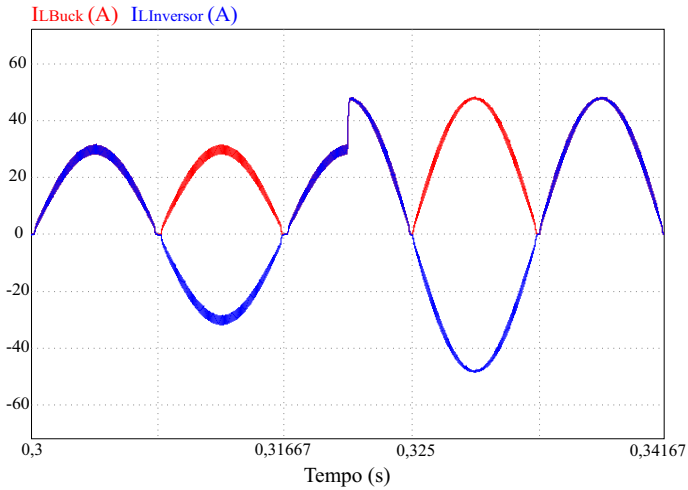
A seguir, será apresentada a modelagem da planta de corrente do conversor, que foi realizada para a obtenção de duas funções de transferências (FTs). A primeira, denominada de função de transferência com filtro L por considerar somente a indutância do conversor, e a segunda, denominada de função de transferência com filtro LCL, na qual é considerada também a indutância da rede elétrica.

Na modelagem, utilizou-se a técnica de valores médios, a qual consiste na obtenção de um circuito que represente o comportamento dos semicondutores por valores médios: de grandes e pequenos sinais. O circuito de valores médios de grandes sinais representa o regime permanente do conversor, e o de pequenos sinais reproduz o transitório.

No processo de modelagem, optou-se por simplificar o inversor desdobrador de corrente transformando-o em um conversor *Buck*, uma vez que os controles de corrente e tensão serão realizados pelo interruptor S_1 . Para validar essa simplificação, utilizou-se o PSIM para simular o comportamento da corrente tanto no inversor quanto no conversor *Buck*. A Figura 4.3 apresenta o resultado da simulação, onde as correntes em vermelho e azul representam, respectivamente, as correntes do indutor *Buck* e de saída do inversor.

No fim desta seção, será realizada a validação das FTs e a definição do modelo a ser empregado, tendo em vista os benefícios decorrentes do mesmo para o projeto do controlador.

Figura 4.3 – Correntes no indutor do conversor *Buck* e na saída do inversor desdobrador de corrente.



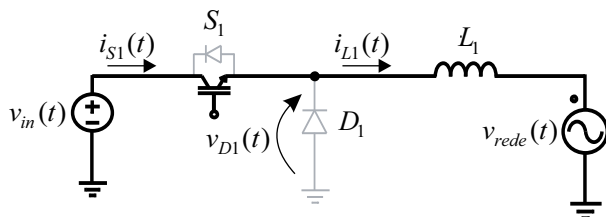
4.1.1 Função de transferência de corrente com filtro L na saída do inversor

A obtenção da FT de corrente com filtro L deu-se por meio da análise das etapas de operação do conversor *Buck*, onde foram obtidos os valores médios da corrente do interruptor S_1 e da tensão no diodo D_1 durante um período de comutação. No decorrer da primeira etapa de operação, apresentada na Figura 4.4(a), os comportamentos da tensão sobre o diodo e da corrente que passa pelo interruptor são dados pelas equações (4.1) e (4.2), respectivamente.

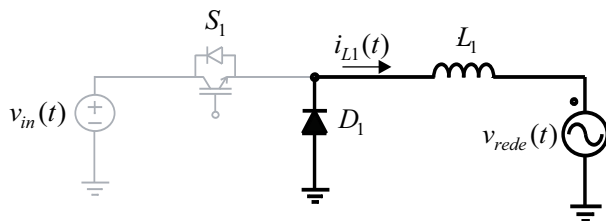
$$v_{D1}(t) = v_{in}(t) \quad (4.1)$$

$$i_{S1}(t) = i_{L1}(t) \quad (4.2)$$

Figura 4.4 – Etapas de operação para o semiciclo positivo da rede eléctrica.



(a) Circuito equivalente primeira etapa de operação.



(b) Circuito equivalente da segunda etapa de operação.

Da segunda etapa de operação (ver Figura 4.4(b)), a tensão sobre o diodo é dada por (4.3), enquanto a corrente que passa pelo interruptor é obtida por meio de (4.4).

$$v_{D1}(t) = 0 \quad (4.3)$$

$$i_{S1}(t) = 0 \quad (4.4)$$

Sendo os tempos de duração da primeira e segunda etapas dados por (4.5) e (4.6), respectivamente, podem-se obter os valores médios quase instantâneos da corrente em S_1 e da tensão em D_1 , como se segue na dedução abaixo.

$$\Delta t_1 = d(t)T_s \quad (4.5)$$

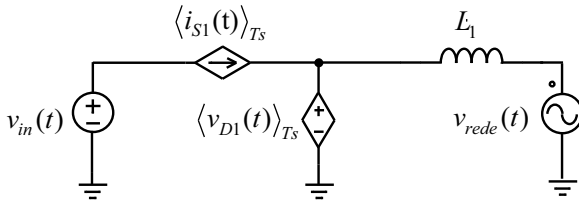
$$\Delta t_2 = (1 - d(t))T_s \quad (4.6)$$

$$\langle v_{D1}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d(t)T_s} v_{in}(t) \cdot d\tau + \int_0^{(1-d(t))T_s} 0 \cdot d\tau \right] = d(t) \cdot v_{in}(t) \quad (4.7)$$

$$\langle i_{S1}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{d(t)T_s} i_{L1}(t) \cdot d\tau + \int_0^{(1-d(t))T_s} 0 \cdot d\tau \right] = d(t) \cdot i_{L1}(t) \quad (4.8)$$

Dessa forma, o interruptor e o diodo podem ser representados por fontes controladas que representam seus valores médios quase instantâneos, conforme a Figura 4.5.

Figura 4.5 – Circuito do valor médio de grandes sinais.



Observa-se nas equações (4.7) e (4.8) que os valores médios das grandezas são compostos pela multiplicação de parâmetros que variam no tempo, tornando necessária a linearização destas equações para uso da técnica de controle linear.

A linearização de uma grandeza é realizada considerando que a mesma atua em regime permanente, até que, em um certo momento, uma pequena perturbação é gerada, de

modo que o comportamento da grandeza em questão possa ser aproximado por uma reta. Um exemplo do processo de linearização é dado em (4.9), onde $x(t)$ é uma grandeza qualquer, em que X é o seu valor em regime permanente e $\hat{x}(t)$ é o valor da perturbação, sendo que $X \gg \hat{x}(t)$.

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (4.9)$$

Da mesma forma, pode-se realizar a linearização das grandezas do circuito da Figura 4.5, como pode ser observado em (4.10).

$$\begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t) \\ \langle v_{D1}(t) \rangle_{T_s} &= V_{D1} + \hat{v}_{D1}(t) \\ v_{in}(t) &= V_{in} + \hat{v}_{in}(t) \\ \langle i_{S1}(t) \rangle_{T_s} &= I_{S1} + \hat{i}_{S1}(t) \\ i_{L1}(t) &= I_{L1} + \hat{i}_{L1}(t) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Substituindo as grandezas linearizadas de (4.10) nas equações (4.7) e (4.8), obtêm-se (4.11) e (4.12).

$$\begin{aligned} V_{D1} + \hat{v}_{D1}(t) &= (D + \hat{d}(t)) \cdot (V_{in} + \hat{v}_{in}(t)) \\ \underbrace{V_{D1}}_{CC} + \underbrace{\hat{v}_{D1}(t)}_{CA} &= \underbrace{DV_{in}}_{CC} + \underbrace{D\hat{v}_{in}(t) + V_{in}\hat{d}(t)}_{CA} + \underbrace{\hat{v}_{in}(t)\hat{d}(t)}_{CA} \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} I_{S1} + \hat{i}_{S1}(t) &= (D + \hat{d}(t)) \cdot (I_{L1} + \hat{i}_{L1}(t)) \\ \underbrace{I_{S1}}_{CC} + \underbrace{\hat{i}_{S1}(t)}_{CA} &= \underbrace{DI_{L1}}_{CC} + \underbrace{D\hat{i}_{L1}(t) + \hat{d}(t)I_{L1}}_{CA} + \underbrace{\hat{i}_{L1}(t)\hat{d}(t)}_{CA} \end{aligned} \quad (4.12)$$

As equações (4.11) e (4.12) são compostas de dois tipos de variáveis, denominadas CA e CC, onde CA representa os termos que são variáveis no tempo e CC aqueles que são

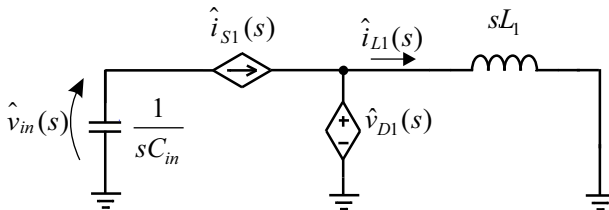
constantes, representando, portanto, as componentes de regime permanente (grandes sinais). Uma vez que o valor da perturbação é muito menor que o valor da variável no regime permanente, os termos em que há multiplicação entre duas perturbações podem ser desprezados. O mesmo se aplica aos termos invariantes no tempo (CC), uma vez que o interesse da modelagem é obter o comportamento das variáveis durante o transitório.

Empregadas as devidas considerações, obtêm-se as equações (4.13) e (4.14), as quais são utilizadas no circuito de pequenos sinais, apresentado na Figura 4.6.

$$\hat{v}_{D1}(t) = D\hat{v}_{in}(t) + V_{in}\hat{d}(t) \quad (4.13)$$

$$\hat{i}_{S1}(t) = D\hat{i}_{L1}(t) + \hat{d}(t)I_{L1} \quad (4.14)$$

Figura 4.6 – Circuito do valor médio de pequenos sinais.



Utilizando a lei de Kirchhoff das correntes (LKC), obtém-se a corrente do indutor em função dos componentes do circuito (4.15).

$$\hat{i}_{L1}(s) = \frac{\hat{v}_{D1}(s)}{sL_1} \quad (4.15)$$

Substituindo (4.13) em (4.15), encontra-se:

$$\hat{i}_{L1}(s) = \frac{\hat{v}_{in}(s)D + V_{in}\hat{d}(s)}{sL_1} \quad (4.16)$$

Observa-se em (4.16) que uma variação na corrente do indutor pode ser provocada por duas perturbações: \hat{v}_{in} e \hat{d} . Porém, para que seja possível utilizar a técnica de controle em cascata, é necessário que as dinâmicas das malhas de tensão e corrente sejam desacopladas, portanto, considera-se que a malha de tensão do barramento é muito mais lenta que a malha de corrente do indutor. Sendo assim, desconsidera-se a perturbação na tensão de entrada ($\hat{v}_{in} = 0$) em (4.16) e, conseqüentemente, a função de transferência da corrente em relação à razão cíclica $G_{is}(s)$ é definida por (4.17).

$$G_{is}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{sL_1} \quad (4.17)$$

4.1.2 Função de transferência de corrente com filtro LCL na saída do inversor

A análise dos efeitos que a indutância da rede elétrica causa sobre os inversores conectados à rede é de suma importância para a robustez do conversor, uma vez que estes efeitos podem produzir instabilidade no controle de corrente. Por essa razão, outra modelagem foi feita levando em consideração a indutância da rede elétrica, com intuito de verificar seus possíveis efeitos, conforme a Figura 4.7.

Sendo as etapas de operação e o processo de linearização os mesmos da seção 4.1.1, pode-se, a partir do circuito de pequenos sinais, obtido anteriormente e reproduzido em Figura 4.6, encontrar diretamente o circuito com filtro LCL. O circuito de pequenos sinais com filtro LCL é apresentado na Figura 4.8.

Figura 4.7 – Inversor desdobrador de corrente com indutância da rede elétrica L_g .

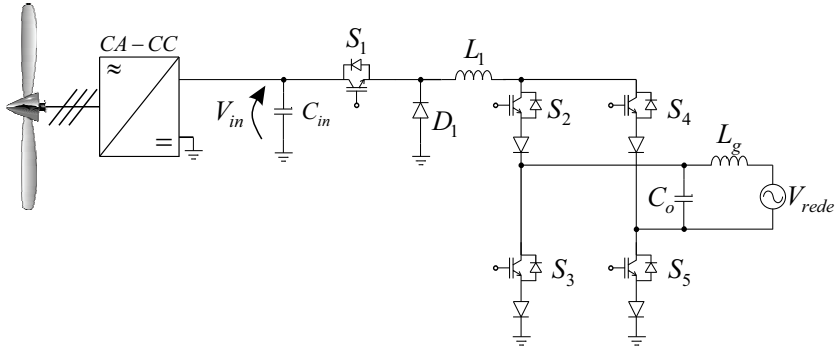
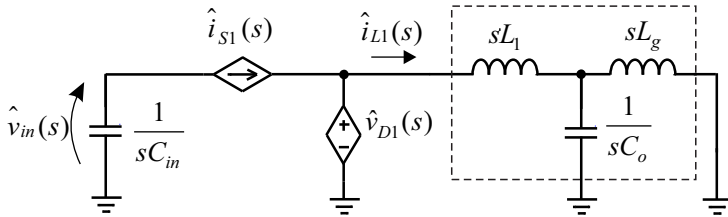


Figura 4.8 – Modelo de pequenos sinais considerando indutância da rede.



Observa-se no circuito que a corrente no indutor é dada por (4.18), onde $Z_{eq}(s)$ é a associação dos elementos dentro da região pontilhada, a qual é definida por (4.19).

$$\hat{i}_{L1}(s) = \frac{\hat{v}_{D1}(s)}{Z_{eq}(s)} \quad (4.18)$$

$$Z_{eq}(s) = \frac{s^3 L_1 L_g C_o + s(L_1 + L_g)}{s^2 L_g C_o + 1} \quad (4.19)$$

Analogamente ao que foi realizado na dedução da função de transferência com filtro L, pode-se substituir (4.13) e (4.19) em (4.18) e desconsiderar a variação da tensão de entrada para obter a função de transferência considerando a indutância da rede definida pela equação (4.20).

$$G_{ic}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}(s^2 L_g C_o + 1)}{s^3 L_1 L_g C_o + s(L_1 + L_g)} \quad (4.20)$$

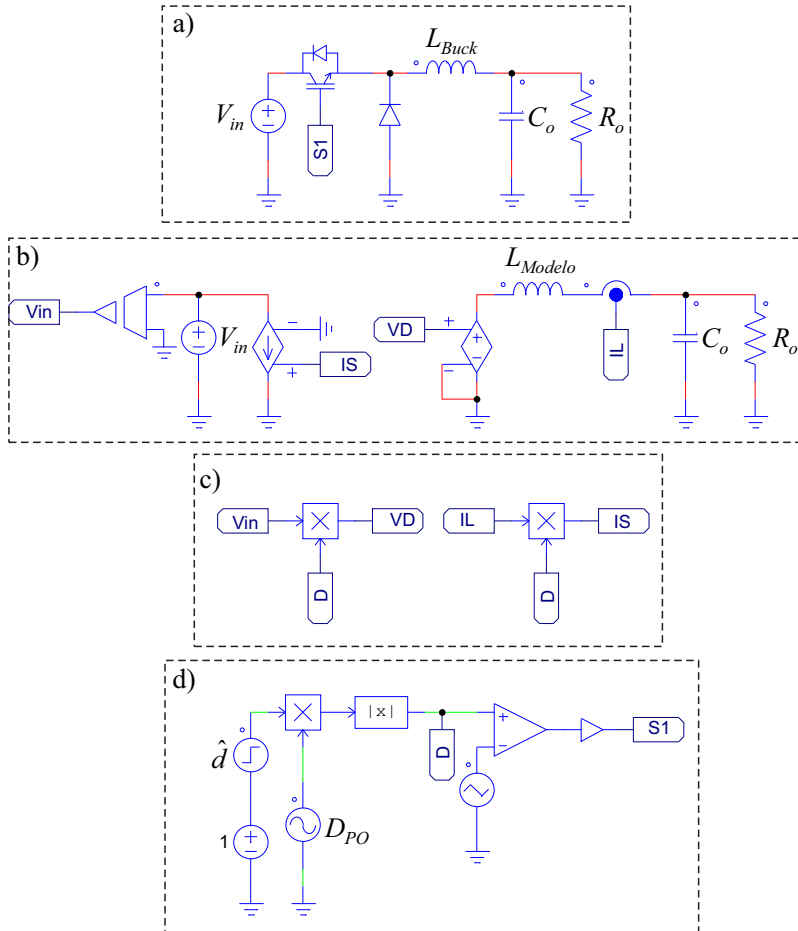
4.1.3 Validação das funções de transferência da corrente em L_1

Durante a dedução, utilizou-se o circuito de valores médios para obtenção das FTs de corrente. Para verificar se esse circuito reproduz o comportamento da corrente do indutor do conversor, foi realizada uma simulação no PSIM utilizando os circuitos mostrados na Figura 4.9. Os valores dos parâmetros utilizados durante esta simulação são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Dados da simulação para comparação entre os circuitos comutado e por valores médios.

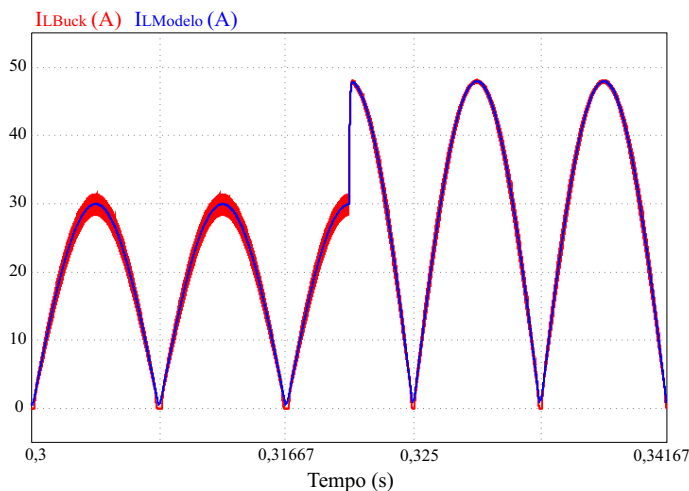
V_{in}	600 V
V_{out}	240 V
R_o	12 Ω
L_{Buck}	933 μ H
L_{Modelo}	933 μ H
C_o	15 μ F
D_{PO}	0,4
\hat{d}	1%

Figura 4.9 – a) Circuito do conversor *Buck* comutado, b) Circuito do conversor *Buck*, em que os semicondutores são representados por valores médios, c) Circuito auxiliar para geração dos valores médios e d) Circuito de comando dos circuitos a) e b), em que D_{PO} é a razão cíclica ou índice de modulação do ponto de operação e \hat{d} é a perturbação.



O resultado da simulação é apresentado na Figura 4.10.

Figura 4.10 – Corrente i_{L1} comutada e a corrente da função de transferência $i_{L\text{Modelo}}$.



Observa-se que a corrente no indutor do circuito de valores médios, em azul, reproduz o comportamento da corrente comutada, em vermelho, validando o uso do circuito de valores médios para obtenção das FTs de corrente.

Para validação das FTs de corrente, utilizou-se o circuito da Figura 4.11. Nesse circuito, o conversor está operando em um ponto de operação, em que uma fonte senoidal tem sua frequência e amplitude variadas pelo *AC Sweep* do PSIM, simulando assim uma perturbação na razão cíclica (região destacada na Figura 4.11).

Na Tabela 4.2 são apresentados os dados da perturbação feita pelo *AC Sweep*, enquanto na Tabela 4.3 são apresentados os valores dos demais componentes.

O resultado da simulação é apresentado na Figura 4.12, sendo G_{icom} , G_{ic} e G_{is} os resultados do circuito comutado, da FT com filtro LCL e da FT com filtro L, respectivamente. Observa-se que, para valores de frequência até 6 kHz, as res-

Figura 4.11 – Circuito de validação da função de transferência da corrente do indutor L_1 , por meio do diagrama de Bode.

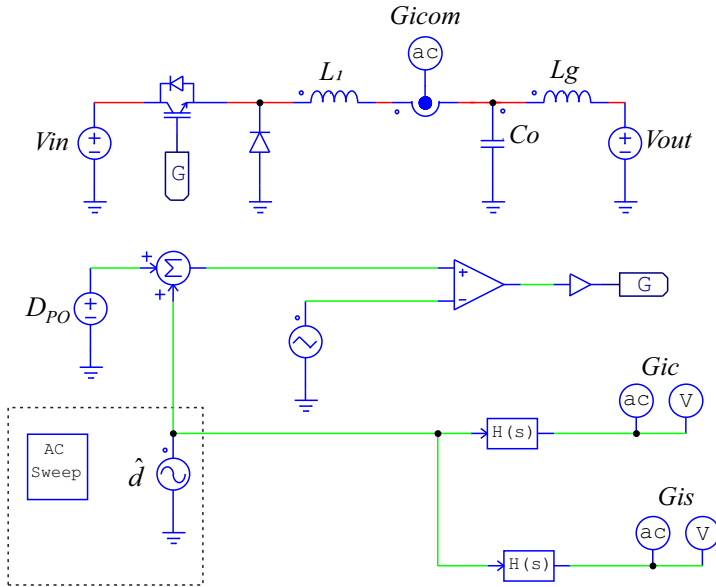


Tabela 4.2 – Dados da perturbação \hat{d} utilizando o *AC Sweep*, para validação das FTs de corrente em L_1 .

Frequência inicial	100 Hz
Frequência final	50 kHz
Nº de pontos	10 k
Amplitude inicial	1%
Amplitude final	10%

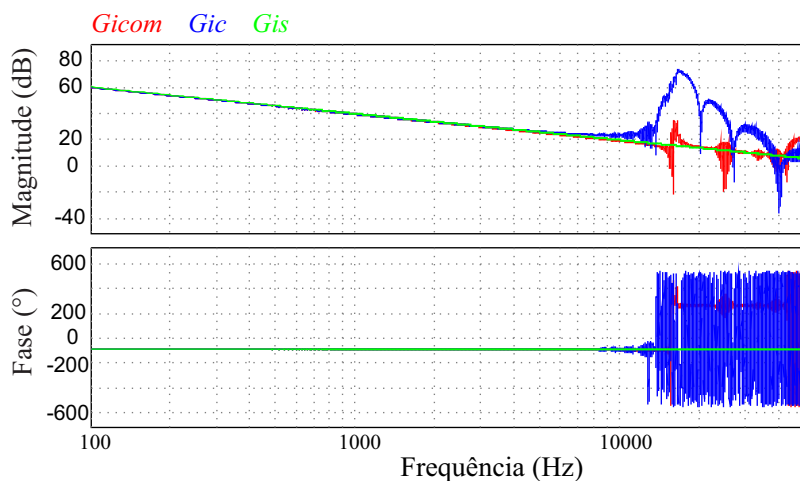
postas das plantas são praticamente idênticas às do circuito comutado, contudo, acima dessa frequência, as plantas não representam o comportamento do conversor.

No projeto do compensador de corrente, aconselha-se que a frequência de cruzamento por zero da malha de cor-

Tabela 4.3 – Dados da simulação para validação das FTs de corrente no indutor L_1 .

V_{in}	600 V
V_{out}	240 V
L_1	933 μH
L_g	50 μH
C_o	15 μF

Figura 4.12 – Comparação entre os diagramas de bode da corrente no indutor L: comutada (G_{icom}), modelo com filtro L (G_{is}) e modelo com filtro LCL (G_{ic}).



rente compensada seja alocada, no mínimo, dez vezes menor que a frequência de comutação (f_s) do conversor, para que ruídos de comutação sejam rejeitados pelo controlador. Sendo f_s do protótipo (ver Capítulo 5) igual a 50 kHz, as plantas de corrente devem representar o conversor até no mínimo 5 kHz. Portanto, como o comportamento das plantas representam o conversor até 6 kHz, pode-se afirmar que

as plantas foram validadas.

Comprovada a validação de ambas as plantas de corrente, optou-se por utilizar a FT com filtro L para o projeto do controlador, uma vez que se trata de uma função de primeira ordem, o que simplifica o projeto de controle. Logo, a planta utilizada é representada por (4.21).

$$G_i(s) = G_{is}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{sL_1} \quad (4.21)$$

4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE DA MALHA DE TENSÃO DO BARRAMENTO DE ENTRADA

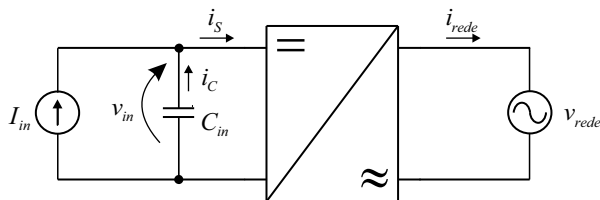
A modelagem da planta de tensão, assim como para a planta de corrente, consistiu-se da obtenção de duas FTs. Para dedução da primeira função de transferência, foi utilizado o princípio da conservação de energia, enquanto a segunda foi obtida a partir da análise do circuito de valores médios de pequenos sinais, apresentado na Figura 4.6.

4.2.1 Função de transferência de tensão por meio do princípio de conservação de energia

Como mencionado anteriormente, foi utilizada a técnica de controle em cascata, onde o valor de pico da corrente de referência é gerado pelo controlador de tensão, o qual opera como um controlador de potência.

Supondo uma situação em que a corrente I_{in} da Figura 4.13 é proveniente do aerogerador. No momento em que houver um aumento da geração de energia, a corrente I_{in} vai crescer, consequentemente, o barramento CC absorve

Figura 4.13 – Circuito equivalente para balanço de potência.



energia e sua tensão (v_{in}) tende a subir. Contudo, o objetivo do inversor é transferir energia para rede, sendo assim o controlador de tensão mantém constante v_{in} , limitando a absorção de potência do barramento e transferindo o excedente para a rede elétrica, fazendo o controle de potência.

O controle de potência é evidenciado em (4.22), uma vez que V_{in} e V_{prede} são valores constantes, quando a corrente de entrada (I_{in}) aumenta, o controle de tensão eleva i_{prede} para que o balanço de potência seja mantido.

O modelo da malha de tensão por meio do balanço de potência foi obtido com base na modelagem realizada em [34], a qual parte do princípio da conservação de energia, dado por (4.22).

$$V_{in} \cdot I_{in} = \frac{V_{prede} \cdot i_{prede}}{2} \quad (4.22)$$

Por intermédio da Figura 4.13, pode-se determinar a corrente do interruptor como sendo:

$$i_{S1} = i_{Cin} + I_{in} \quad (4.23)$$

Aplicando o balanço de carga do capacitor em (4.23), obtém-se (4.24), a qual define a corrente do interruptor, que, quando substituída em (4.22), resulta em (4.25).

$$i_{S1} = C_{in} \cdot \frac{dv_{in}}{dt} + I_{in} \quad (4.24)$$

$$v_{in} \cdot \left(C_{in} \cdot \frac{dv_{in}}{dt} + I_{in} \right) = \frac{V_{prede} \cdot i_{prede}}{2} \quad (4.25)$$

Para que seja aplicada a transformada de Laplace e obtida a função de transferência, é necessário que (4.25) seja linear, logo, realiza-se o processo de linearização, resultando em (4.28).

$$v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \quad (4.26)$$

$$i_{prede} = I_{prede} + \hat{i}_{prede} \quad (4.27)$$

$$(V_{in} + \hat{v}_{in}) \cdot \left(C_{in} \cdot \frac{d(V_{in} + \hat{v}_{in})}{dt} + I_{in} \right) = \frac{V_{prede} \cdot (I_{prede} + \hat{i}_{prede})}{2} \quad (4.28)$$

Fazendo as devidas manipulações matemáticas em (4.28) chega-se a (4.29), que define o modelo de grandes sinais.

$$V_{in} C_{in} \cdot \frac{d\hat{v}_{in}}{dt} + V_{in} I_{in} + \hat{v}_{in} I_{in} = \frac{V_{prede} \cdot I_{prede}}{2} + \frac{V_{prede} \cdot \hat{i}_{prede}}{2} \quad (4.29)$$

Desconsiderando o ponto de operação:

$$I_{in} = \frac{V_{prede} \cdot I_{prede}}{2V_{in}} \quad (4.30)$$

De (4.29) define-se:

$$V_{in} C_{in} \cdot \frac{d\hat{v}_{in}}{dt} + \hat{v}_{in} I_{in} = \frac{V_{prede} \cdot \hat{i}_{prede}}{2} \quad (4.31)$$

Aplicando teorema de Laplace em (4.31) e isolando as variáveis de interesse, obtém-se a função de transferência que define a relação da tensão de barramento no capacitor C_{in} .

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_{in}(s)}{\hat{i}_{prede}(s)} = \frac{V_{prede}}{2C_{in} \left(sV_{in} + \frac{I_{in}}{C_{in}} \right)} \quad (4.32)$$

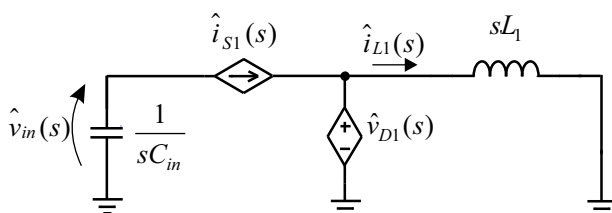
Substituindo (4.30) em (4.32) chega-se à expressão que define a função de transferência da tensão do barramento de entrada.

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_{in}(s)}{\hat{i}_{prede}(s)} = \frac{V_{prede}V_{in}}{2C_{in}V_{in}^2s + V_{prede}I_{prede}} \quad (4.33)$$

4.2.2 Função de transferência de tensão por valores médios quase instantâneos

A FT de tensão por meio dos valores médios quase instantâneos é obtida a partir da análise do circuito de valores médios de pequenos sinais, dado pela Figura 4.6 e é ilustrado novamente na Figura 4.14. A tensão de barramento pode ser dado por (4.34) [35].

Figura 4.14 – Circuito do valor médio de pequenos sinais.



$$\hat{v}_{in} = -\hat{i}_{s1} \cdot \frac{1}{sC_{in}} \quad (4.34)$$

Substituindo (4.14) em (4.34), obtém-se

$$\hat{v}_{in} = -\frac{D\hat{i}_{L1} + \hat{d}I_{L1}}{sC_{in}} \quad (4.35)$$

onde \hat{d} é obtido a partir da função de transferência de corrente, definida primeiro em (4.21) e está exibida em (4.36), resultando em (4.37).

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{sL_1} \quad (4.36)$$

$$\hat{v}_{in} = -\frac{D\hat{i}_{L1}}{sC_{in}} - \frac{sL_1\hat{i}_{L1}I_{L1}}{sC_{in}V_{in}} \quad (4.37)$$

Realizando as devidas manipulações matemáticas, a FT de tensão por intermédio do valor médio quase instantâneo é apresentada em (4.38).

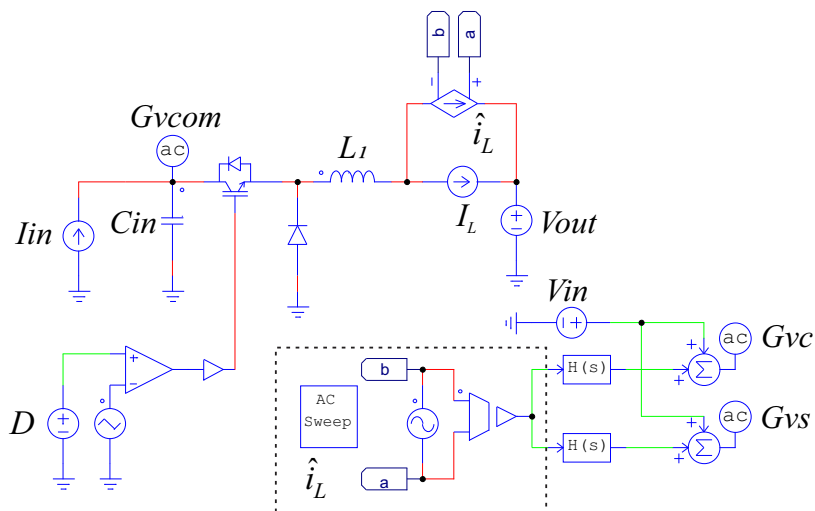
$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_{in}}{\hat{i}_{L1}} = -\left[\frac{DV_{in} + sL_1I_{L1}}{sC_{in}V_{in}}\right] \quad (4.38)$$

4.2.3 Validação das funções de transferência da tensão de entrada do inversor

A validação das funções de transferência de tensão foi realizada utilizando o circuito da Figura 4.15, onde, da mesma forma que na seção 4.1.3, utilizou-se o *AC Sweep* do PSIM. Primeiramente, foi posto o conversor operando em um ponto de operação, em seguida, foi realizada uma perturbação na corrente do indutor L_1 . Os dados da simulação são apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Dados da simulação para validação da FT de tensão.

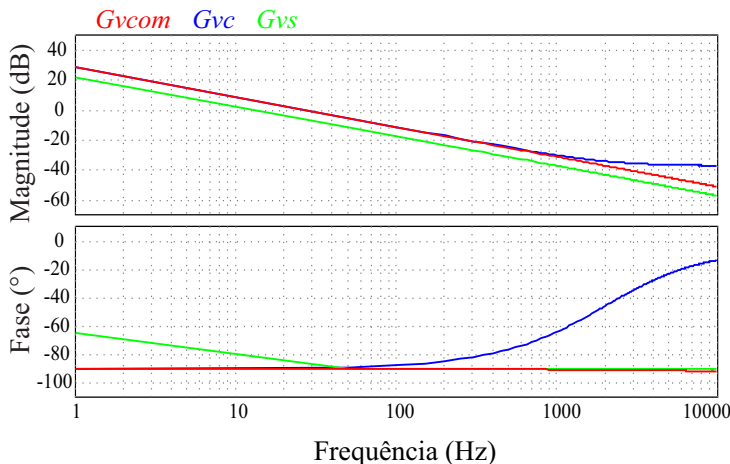
I_{in}	8 A
I_{L1}	20 A
V_{out}	240 V
L_1	933 μ H
C_{in}	2,2 mF
D	0,4
Frequência inicial	1 Hz
Frequência final	10 kHz
Nº de pontos	200
Amplitude inicial	1 %
Amplitude final	10 %

Figura 4.15 – Circuito de validação da função de transferência da tensão do capacitor C_{in} .

Observa-se na Figura 4.16 que a magnitude da tensão do circuito comutado (G_{vcom}) e a tensão do modelo G_{vc} ficam sobrepostas durante quase toda a variação da frequência, o que valida este modelo. Já o modelo G_{vs} não converge para mesma resposta do conversor.

O comportamento da fase de G_{vc} para baixas frequências está sobreposto à resposta do circuito comutado. As respostas começam a divergir a partir de 40 Hz, o que não interfere na validação de G_{vc} , uma vez que a banda passante do compensador de tensão será especificada para, no máximo, 12 Hz. Já para G_{vs} , a resposta em baixa frequência não é válida, pois não representa o comportamento da fase da malha de tensão em baixas frequências. Portanto, G_{vc} foi a FT utilizada para o projeto do compensador, sendo ela apresentada novamente em (4.39).

Figura 4.16 – Diagrama de bode da tensão no capacitor C_{in} (G_{com}), da FT utilizando o princípio de conservação de energia (G_{vs}) e da FT utilizando os valores médios quase instantâneos (G_{vc}).



$$G_v(s) = G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_{in}}{\hat{i}_{L1}} = - \left[\frac{DV_{in} + sL_1I_{L1}}{sC_{in}V_{in}} \right] \quad (4.39)$$

4.3 LAÇO DE TRAVAMENTO DE FASE - PLL

O inversor conectado à rede elétrica deve respeitar as normas de qualidade de energia da localidade em que será instalado. Para isso, ele deve possuir alguns aspectos como alto fator de potência e baixa THDi. Para que tais aspectos sejam atendidos, é necessário o correto dimensionamento do inversor e a imposição de uma corrente de saída com forma senoidal, que esteja em fase com a tensão da rede elétrica. Para tanto, é essencial o uso do PLL, o qual detecta a fase da rede e gera uma corrente de referência senoidal, que é livre de harmônicas para o controlador $C_i(s)$. Além disso, ele também tem a função de realizar o sincronismo da comutação dos interruptores do CSI com a tensão rede elétrica.

O PLL pode ser implementado tanto de forma analógica quanto digital. Para o presente trabalho, optou-se pelo uso de um laço de travamento digital, o mesmo utilizado em [36] e proposto por [37]. Esse PLL monofásico é proveniente de uma estrutura trifásica, que se baseia na teoria da anulação da potência trifásica instantânea.

Na Figura 4.17, é apresentado o diagrama de blocos do PLL monofásico implementado. Observa-se que $v_A(t)$ representa a leitura da tensão da rede, enquanto as tensões $v_B(t)$ e $v_C(t)$ e as correntes $i_A(t)$, $i_B(t)$ e $i_C(t)$ são geradas internamente no PLL.

Em [36] é apresentada uma simplificação do PLL da Figura 4.17, que culmina no PLL mostrado na Figura 4.18. O procedimento de simplificação consiste em considerar as tensões das fases equilibradas, com amplitudes unitárias e

livres de harmônicas, conforme (4.40).

$$\begin{aligned} v_A(t) &= \text{sen}(\theta_1(t)) \\ v_B(t) &= \text{sen}(\theta_{ref}(t) - 120^\circ) \\ v_C(t) &= \text{sen}(\theta_{ref}(t) + 120^\circ) \end{aligned} \quad (4.40)$$

A soma das potências B e C é dada por (4.41).

$$p_B(t) + p_C(t) = v_B(t) \cdot i_B(t) + v_C(t) \cdot i_C(t) \quad (4.41)$$

Substituindo (4.40) em (4.41), uma vez que em regime permanente $\theta_{ref}(t) = \theta_1(t)$ e $\theta_1(t) = \theta_2(t) - 90^\circ$, e aplicando as devidas relações trigonométricas, pode-se reescrever (4.41) em (4.42).

$$p_B(t) + p_C(t) = \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(2\theta_2(t)) \quad (4.42)$$

Figura 4.17 – Diagrama de blocos do PLL monofásico.

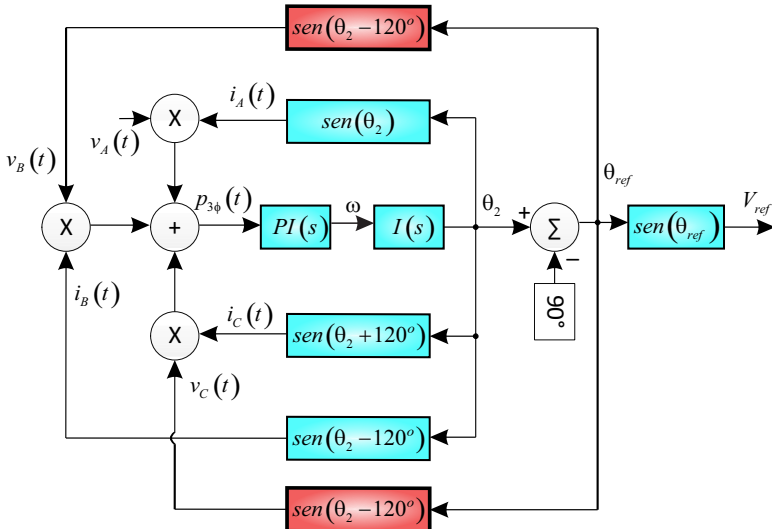
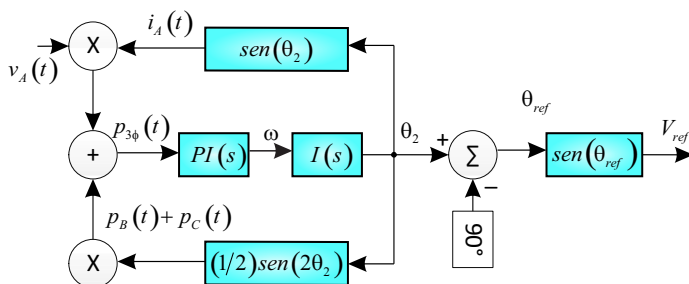


Figura 4.18 – Diagrama de blocos do PLL monofásico simplificado.



4.3.1 Compensador PI para PLL

De acordo com o diagrama de blocos da Figura 4.18, a anulação da potência trifásica instantânea é realizada por meio de um compensador proporcional-integral (PI). O desempenho do PLL depende diretamente desse compensador, o que torna importante o seu dimensionamento.

Durante as deduções para obtenção da potência trifásica, considerou-se que as tensões das fases estavam balanceadas. Porém, isso não se repete na prática, uma vez que, por norma, é permitida uma variação da tensão eficaz da rede elétrica, o que causa desbalanceamento entre a tensão da rede e as tensões geradas internamente no PLL. Por sua vez, este desbalanceamento gera uma ondulação de 120 Hz na potência instantânea trifásica que, quando desconsiderada no projeto do compensador, compromete o desempenho do PLL. Para inibir a influência desta ondulação sobre o PLL, deve-se alocar a frequência de corte do compensador PI de modo a rejeitá-la.

A desconsideração da presença de harmônicas na tensão da rede durante a simplificação também pode prejudicar o desempenho do PLL. Entretanto, como as harmônicas pos-

suem frequências superiores a 120 Hz, se o compensador for projetado para rejeitar a ondulação de 120 Hz, automaticamente estará atenuando as harmônicas de maior frequência.

Abaixo são apresentadas as especificações e os resultados do projeto do compensador, enquanto nos apêndices encontra-se todo o procedimento de obtenção do compensador. As especificações, respeitando as não idealidades, são definidas em (4.43).

$$\begin{aligned} f_{c.PLL} &= 20Hz \\ Mf_{PLL} &= 60^\circ \end{aligned} \quad (4.43)$$

As funções de transferência de malha aberta e do compensador PI estão apresentadas nas equações (4.44) e (4.45), respectivamente. Já os parâmetros do compensador são apresentados por (4.46).

$$FTMA(s) = \frac{1}{s} \quad (4.44)$$

$$C_{PI}(s) = \frac{k_{c.PLL} \cdot (s + \omega_{z.PLL})}{s} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} k_{c.PLL} &= 108,828 \\ \omega_{z.PLL} &= 72,552 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Como o projeto do compensador foi realizado no tempo contínuo, porém a implementação do PLL foi realizada digitalmente, é essencial a discretização do compensador. Utilizou-se o método de *Tustin* (conhecido, também, por Bilinear) e tempo de amostragem igual ao período de comutação ($20 \mu s$) para realizar a discretização. O compensador digital é apresentado em (4.47), enquanto seus parâmetros são descritos em (4.48).

$$\omega(n) = \omega(n-1) + \alpha \cdot p(n) + \beta \cdot p(n-1) \quad (4.47)$$

$$\begin{aligned}\alpha &= 108,907 \\ \beta &= -108,749\end{aligned}\tag{4.48}$$

4.3.2 Resultados de Simulação PLL

Para comprovar o funcionamento do PLL foram realizadas algumas simulações no *software* PSIM. Em primeiro lugar, foi realizada uma sequência de alterações na tensão da rede elétrica, utilizando os limites definidos na NBR 16149. A sequência de testes é descrita abaixo:

- $t_1 = 0$ s: Senoide ideal;
- $t_2 = 0,25$ s: Redução da tensão para 0,8 p.u, limite mínimo para tensão da rede elétrica;
- $t_3 = 0,35$ s: Elevação da tensão para 1,1 p.u, limite máximo para tensão da rede elétrica.

Observa-se na Figura 4.19 que, sendo a tensão da rede uma senoide perfeita, o PLL consegue sincronizar em cinco ciclos de rede, o que consiste em menos de meio segundo, mostrando um rápido rastreamento. Nota-se que no momento que a fase é rastreada, a potência trifásica é zerada e a frequência angular entra em regime permanente, mantendo seu valor constante em 377 rad/s, que é o valor correspondente a uma rede elétrica de 60 Hz.

Quando é realizada variação da tensão da rede em 0,25 s para 0,8 p.u., simulando o desbalanço entre as tensões, surge a ondulação de 120 Hz em $p_{3\phi}$, porém o PLL mantém a fase da rede, mostrando que o controlador PI foi projetado corretamente, ignorando a ondulação. O mesmo ocorre em 0,35 s quando a tensão é alterada para seu limite máximo de 1,1 p.u.

Figura 4.19 – Comportamento do PLL para variação na tensão da rede elétrica.

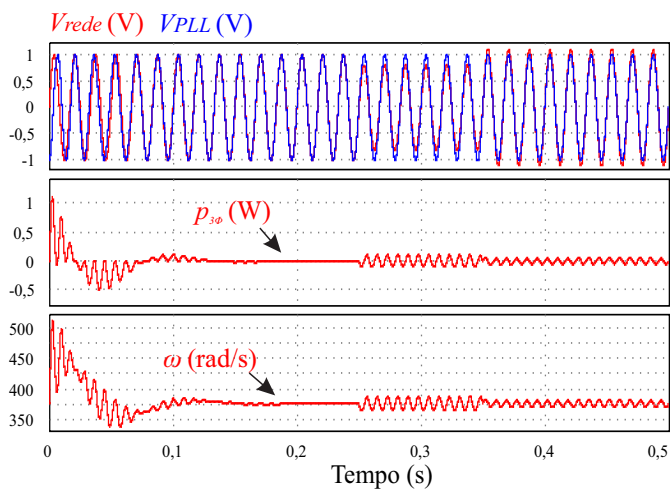
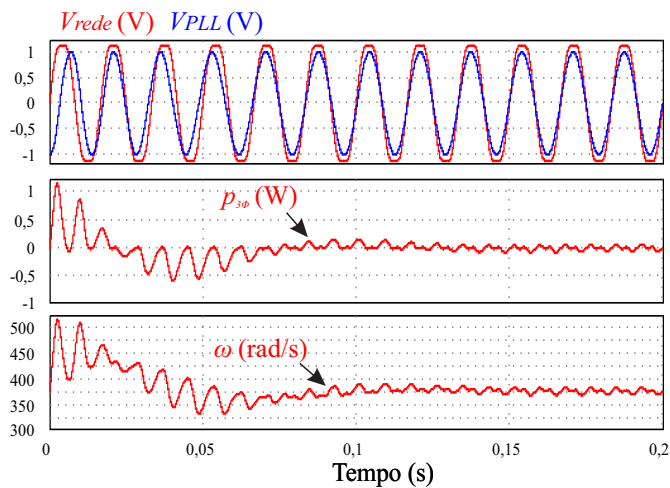


Figura 4.20 – Comportamento do PLL com presença de harmônicas na tensão da rede elétrica.



Por fim, foram adicionadas harmônicas de terceira e quinta ordem à fonte senoidal, para que simulem a tensão que é medida na prática da rede elétrica. Os resultados são apresentados na Figura 4.20.

Da mesma maneira que o teste anterior, os resultados da Figura 4.20 mostram que o PLL consegue rastrear a fase da tensão da rede, mesmo que ela apresente distorções harmônicas. Porém, observa-se em $p_{3\phi}$ e ω que a ondulação de 120 Hz apresenta distorções, mas o sistema mantém-se estável, uma vez que o compensador projetado para atenuar a ondulação de 120 Hz consegue rejeitar as oscilações causadas pelas harmônicas de maior frequência.

4.4 CONCLUSÃO

No presente capítulo foi apresentada a parte dinâmica do conversor, mostrando sua modelagem e técnica utilizada para sincronização da rede.

Inicialmente, apresentou-se a estratégia de controle em cascata, na qual as malhas de corrente e tensão são utilizadas em série. O uso dessa estratégia traz simplicidade ao projeto de controle, uma vez que garantido o desacoplamento o controle de corrente e tensão podem ser projetados de forma independente, de maneira que uma planta não interfira na dinâmica da outra.

Para realizar o desacoplamento, é necessário reduzir a banda passante do controlador de tensão (ver seção 5.3.2), o que seria uma desvantagem, pois limita o desempenho do compensador. No entanto, como se optou por não utilizar uma técnica avançada de desacoplamento da ondulação de 120 Hz no capacitor de entrada, a banda do controlador de tensão já deveria ser reduzida para rejeitar tal ondulação, o que minimiza a desvantagem da redução da banda para uso

da técnica de controle em cascata.

Na modelagem da planta de corrente, foram obtidas duas funções de transferências para representação da corrente no indutor, as quais diferenciavam-se pela consideração da indutância da rede elétrica, que no fim, por meio da validação dos modelos, concluiu-se que não é necessário considerá-la. Definiu-se a FT com filtro L para dimensionar o controlador.

Da mesma forma que a modelagem de corrente, para malha de tensão foram obtidas duas plantas. A primeira foi obtida através do princípio de conservação de energia, já a segunda foi obtida pelo modelo médio de pequenos sinais. Durante a validação, observou-se que a segunda representaria melhor o comportamento da tensão do barramento de entrada do inversor.

Por último, foi realizado o estudo do PLL monofásico, que é responsável pelo formato senoidal da corrente de referência do indutor. Para realizar a sincronização com a tensão da rede elétrica, o PLL utiliza um compensador PI para anulação da potência trifásica instantânea, onde foi visto que deve-se ter cuidado no projeto deste compensador. No final da seção 4.3 foi realizada a validação do PLL, o qual agiu como o esperado.

5 DIMENSIONAMENTO DO PROTÓTIPO

Neste capítulo, serão dimensionados os componentes dos circuitos pertencentes ao protótipo, sendo eles: auxiliar e de potência. Para realizar o dimensionamento, foram utilizadas as equações apresentadas no capítulo 3 e as especificações da Tabela 5.1.

O projeto dos compensadores, além de utilizar as funções transferências que foram obtidas no capítulo 4, considera os efeitos que o controle digital causa nos modelos obtidos.

A Figura 5.1 apresenta todos os componentes que serão dimensionados e projetados neste capítulo.

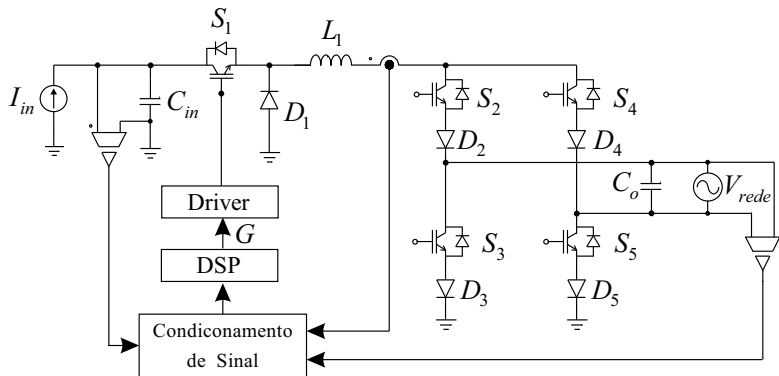
Tabela 5.1 – Especificações de potência do conversor.

Potência nominal (P_{nom})	5 kW
Tensão de entrada (V_{in})	600 V
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Amplitude da portadora (V_{port})	1 V
Máxima ondulação da tensão de entrada ($\Delta V_{in\%}$)	2%
Máxima ondulação de corrente ($\Delta i_{L\%}$)	10%
Tempo morto (T_d)	180 ns
Valor eficaz da tensão da rede elétrica (V_{rede})	220 V
Frequência da rede elétrica (f_{rede})	60 Hz

5.1 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Os componentes de potência que serão dimensionados são: o indutor, os capacitores e os interruptores. Para realização do dimensionamento, foram utilizadas as equações

Figura 5.1 – Circuitos de potência e condicionamento de sinal.



definidas nas seções 3.2.2 e 3.2.3.

5.1.1 Dimensionamento dos componentes passivos

Os elementos passivos do conversor são todos aqueles que não necessitam de comando, sendo eles: C_{in} , L_1 e C_o . O capacitor utilizado na saída do inversor (C_o) foi definido pela disponibilidade no laboratório, sendo igual a $15 \mu\text{F}/305 \text{ V}$.

5.1.1.1 Capacitor de entrada (C_{in})

Para definição da capacitância utilizou-se (3.38), que foi definida na seção 3.2.2.3 e é rerepresentada em (5.1). Nota-se na equação que a maior capacitância ocorre quando a potência do inversor é máxima, sendo assim P_{in} é igual a P_{nom} .

$$C_{in} = \frac{P_{in}}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot \Delta V_{in} \cdot V_{in}} = 1,842 \text{ mF} \quad (5.1)$$

Além da capacitância, é preciso definir a tensão e a corrente eficaz que o capacitor suporta. A tensão máxima suportada pelo capacitor é a própria tensão de entrada somada a metade da ondulação ΔV_{in} , enquanto a corrente é determinada por (5.2). As características do capacitor do barramento de entrada são apresentadas na Tabela 5.2.

$$I_{Cin.ef} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \sqrt{\frac{16}{3 \cdot \alpha \cdot \pi}} - 1 = 12,6 \text{ A} \quad (5.2)$$

Tabela 5.2 – Dados capacitor de entrada (C_{in}).

Capacitância	1,842 mF
Tensão máxima	606 V
Corrente eficaz	12,6 A

Ao procurar um capacitor comercial que atendesse aos valores da Tabela 5.2, não foi encontrado nenhum com tais características. Como solução, foi realizada uma associação de capacitores, conforme a Figura 5.2. Essa associação resulta na redução dos esforços individuais de cada capacitor, como apresentado na Tabela 5.3, permitindo o uso de capacitores com as características apresentadas na Tabela 5.4.

Tabela 5.3 – Esforços do capacitor recalculados.

Tensão máxima	303 V
Corrente eficaz	6,28 A

Figura 5.2 – Configuração do barramento de entrada.

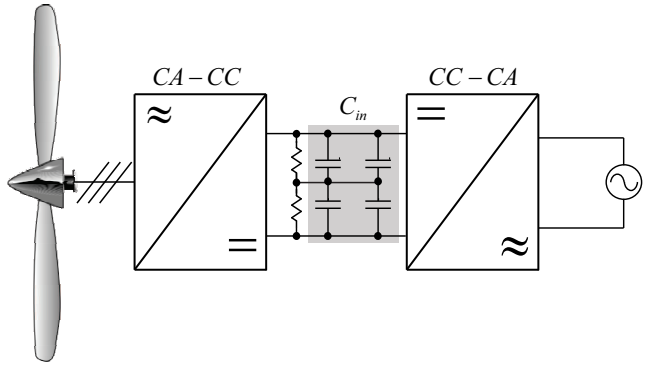


Tabela 5.4 – Dados do capacitor utilizado no protótipo.

Fabricante	EPCOS
Modelo	B43455B4228M
Tipo	Eletrolítico
Capacitância	2,2 mF
Tensão	350 V
Corrente eficaz (100 Hz)	7,1 A
Vida útil (85 °C)	10000 Horas
Tolerância	$\pm 20\%$
ESR (<i>Equivalent Series Resistance</i> , 100 Hz)	48 m Ω

5.1.1.2 Projeto do Indutor

Devido à disponibilidade de núcleo de ferrite do tipo E no laboratório para montagem do indutor, utilizou-se o método apresentado em [38], o qual é utilizado para projeto de indutores de conversores CC-CC. Portanto, considerou-se o

inversor funcionando como um conversor CC-CC operando no ponto em que a indutância é máxima, conforme a Figura 5.3. O projeto foi feito no *software* Matlab, cujo código encontra-se no Apêndice B, enquanto os dados do indutor montado são apresentados na Tabela 5.5.

Atenta-se ao fato de que o tipo de núcleo e material utilizado não são ideais para aplicação, sendo mais apropriado o uso de um indutor de núcleo toroidal com material de pó de ferro.

Esse tipo de material possui uma permeabilidade relativa baixa, o que é ideal para a componente senoidal da corrente, uma vez que não leva o núcleo ao seu ponto de saturação. A densidade de fluxo do pó de ferro é maior que a do ferrite, o que resulta em um núcleo de menor volume.

Figura 5.3 – Variação da indutância e da corrente no indutor para meio período da rede.

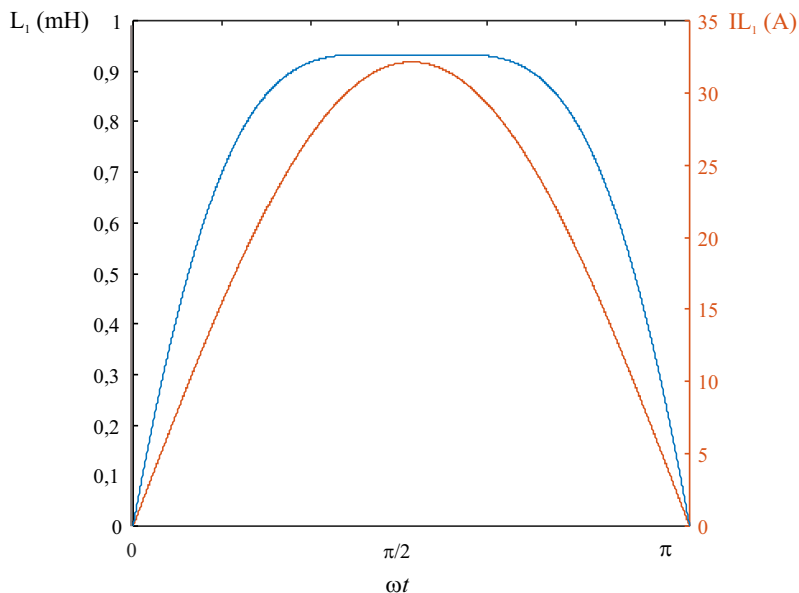


Tabela 5.5 – Dados do indutor do protótipo.

Indutância	952,15 μH
Fabricante Núcleo	Thornton
Núcleo	NEE-76/50/76
Material Magnético	Ferrite
Número de espiras	43
Condutor	AWG 22
Número de condutores em paralelo	20

Por fim, o núcleo toroidal garante um melhor acoplamento magnético, logo, possui uma maior indutância por volume [39].

5.1.2 Dimensionamento dos semicondutores

O dimensionamento dos semicondutores foi realizado utilizando as equações obtidas na seção 3.2.3, respeitando seus limites de tensão e corrente quando o conversor está operando em sua condição de potência nominal. Além disso, o leitor deverá considerar que cada semiconductor foi escolhido analisando seu pior caso de operação, ou seja, quando estão operando na temperatura máxima determinada pelos fabricantes.

5.1.2.1 Semicondutores *Buck*

Os semicondutores escolhidos para o conversor *Buck* são apresentados na Tabela 5.6. Pode-se afirmar que o dimensionamento desses semicondutores é o mais crítico, uma vez que são os únicos a operar com comutação forçada em

Tabela 5.6 – Semicondutores *Buck*.

Componentes	Fabricante	Part number	Dados
IGBT (S_1)	Infineon	IKW25N120H3	1200 V / 25 A
Diodo (D_1)	Fairchild	FFSP20120A	1200 V / 20 A

alta frequência, além de suportarem a tensão de entrada do inversor.

Como medida de segurança, normalmente, especificam-se os semicondutores para suportarem uma tensão 50% acima da que serão submetidos, para que não sejam danificados caso ocorram *spikes* de tensão. Considerando esse fator de potência, os interruptores que seriam utilizados no protótipo deveriam ser de 900 V. Porém, como se observa na Tabela 5.6, os semicondutores escolhidos suportam 1200 V, o que é justificado pela disponibilidade dos semicondutores em laboratório.

5.1.2.2 Semicondutores do Inversor de Corrente

Os semicondutores utilizados no desdobrador de corrente são apresentados na Tabela 5.7. Observa-se que os diodos utilizados estão sobredimensionados, o que é justificado por esse componente estar disponível no laboratório, o que diminuiu o custo do protótipo.

Tabela 5.7 – Semicondutores dos desdobrador de corrente.

Componentes	Fabricante	Part number	Dados
IGBT ($S_{2,3,4,5}$)	Infineon	IKW20N60T	600 V / 20 A
Diodo ($D_{2,3,4,5}$)	Vishay	VS40EPS12	1200 V / 40 A

5.1.2.3 Estimativa de perdas e cálculo térmico

Para realizar o cálculo térmico, foi utilizado como referência o estudo apresentado em [40], o qual aborda sobre as perdas de inversores PWM utilizando IGBTs. Porém, como o artigo aborda o inversor operando com a tradicional modulação senoidal, foram necessárias algumas modificações nas equações para adequá-las a estratégia de modulação empregada no inversor aqui estudado. O desenvolvimento dos cálculos pode ser encontrado no Apêndice A, enquanto os resultados são apresentados na Tabela 5.8.

Durante os cálculos, observou-se que os semicondutores S_1 e D_1 não conseguiriam dissipar toda energia neles perdida, portanto, foram colocados mais um interruptor e um diodo em paralelo com os mesmos. Essa é uma solução comum em produtos da indústria.

Para realizar a validação dos resultados, utilizou-se o modelo térmico do PSIM, o qual apresentou resultados aproximados ao calculado, com pode ser visto na Tabela 5.8.

Validadas as perdas nos semicondutores, foi dimensionado o dissipador por meio do cálculo térmico, no qual não foram consideradas: a proximidade entre os componentes e

Tabela 5.8 – Perdas dos semicondutores.

Componente	Perdas de Condução (W)		Perdas de Comutação (W)	
	Calculado	Simulado	Calculado	Simulado
S_1	8,44	8,37	54,71	66,6
D_1	31,07	27,26	$0,06 \mu$	0
$S_{2,3,4,5}$	29,08	19,04	0,07	0
$D_{2,3,4,5}$	26,71	21,00	$3,6 \mu$	4μ

as não idealidades devido à fixação dos semicondutores no dissipador. Inicialmente, o objetivo era utilizar um dissipador com refrigeração natural, porém, o dissipador disponível não atendeu às especificações, tornando necessário utilizar ventilação forçada. As especificações do dissipador são apresentadas na Tabela 5.9.

Tabela 5.9 – Especificações do dissipador.

Fabricante	Semikron
Modelo	P 16/300
Resistência Térmica ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	0,024
Dimensões (mm)	300 x 215 x 77

5.2 DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS PARA CONDICIONAMENTO DE SINAL

Além do circuito de potência, é necessário um circuito auxiliar, que é responsável por condicionar os sinais provenientes dos sensores de tensão e corrente que serão utilizados no estágio de controle do conversor. Esse estágio pode ser implementado analogicamente - utilizando associação de amplificadores operacionais, resistores e capacitores - ou digitalmente, por meio de um algoritmo que é executado em um dispositivo de processamento.

No protótipo desta pesquisa, optou-se pela técnica de controle digital, para tanto utilizou-se o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M da Texas Instruments, apresentado na Figura 5.4, o qual contém o DSP TMS320F28069. Na Tabela 5.10, são apresentados os valores típicos de operação do DSP, e, para que esses valores sejam respeitados, o dimensionamento dos circuitos de condicionamento foi realizado a partir deles.

Figura 5.4 – Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M.



Tabela 5.10 – Dados do DSP.

Fabricante	Texas Instruments
Modelo	TMS320F28069
Tensão entrada analógica	0 - 3,3 V
Tensão saída digital	0 - 5 V
Corrente saída digital	8 mA
Tensão de alimentação	3,3 V
Frequência	90 MHz
ADC	12 bits

Com a finalidade de obter maior segurança para o DSP, optou-se por utilizar o circuito de condicionamento isolado da placa de potência, sendo assim, na ocorrência de uma falha no circuito de potência, a mesma não é propagada para a placa de sinal. Para realizar a isolação entre os circuitos, sensores de efeito Hall e um transformador de tensão foram utilizados para fazer as medições, enquanto para o acionamento dos interruptores foram usados *drivers* isolados.

5.2.1 Circuito do sensor de corrente

O sensor de corrente é escolhido de acordo com a corrente máxima que passa por ele, sendo o sensor alocado no circuito conforme é apresentado na Figura 5.1. Observa-se que a corrente eficaz máxima que passa pelo sensor é a mesma que passa pelo indutor, a qual é calculada por (3.85) e é igual a 22,74 A. Portanto, o sensor apresentado na Figura 5.5 e suas especificações mostradas na Tabela 5.11 atendem à aplicação.

Figura 5.5 – Sensor de corrente do indutor.

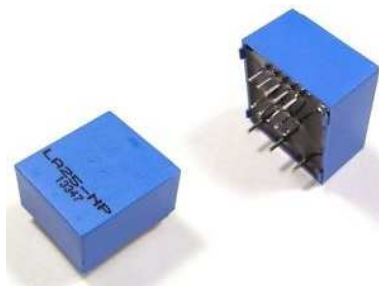


Tabela 5.11 – Dados do sensor de corrente.

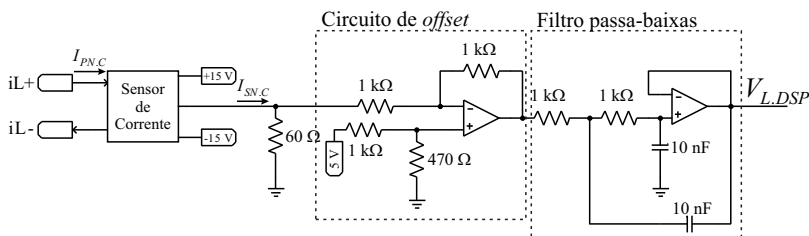
Fabricante	LEM
Modelo	LA 25-NP
Corrente nominal (rms)	25 A
Faixa de medição	0 ... ± 36 A
Corrente de nominal de saída	25 mA
Taxa de conversão	1 : 1000
Tensão de alimentação	± 15 V
Isolado	Sim
Sinal de Saída	Em corrente

Uma vez escolhido o sensor, é necessário adequar o sinal fornecido pelo mesmo para ser processado pelo microcontrolador. Como se pode observar na Tabela 5.10, o DSP possui entradas analógicas em tensão e com limites de 0 até 3,3 V, sendo assim, a finalidade do circuito de condicionamento do sensor de corrente é de transformar a saída em corrente do sensor em um nível de tensão aceitável pelo DSP.

O circuito de condicionamento é apresentado na Figura 5.6. Observa-se no circuito que para transformar o sinal de corrente em tensão utiliza-se um resistor de $60\ \Omega$. Em seguida, é utilizado um circuito de *offset*, o qual soma um tensão CC ao seu sinal de entrada. Esse circuito é utilizado, porque a corrente no indutor possui valor mínimo igual a zero, o que pode resultar em perda de precisão na leitura realizada pelo DSP.

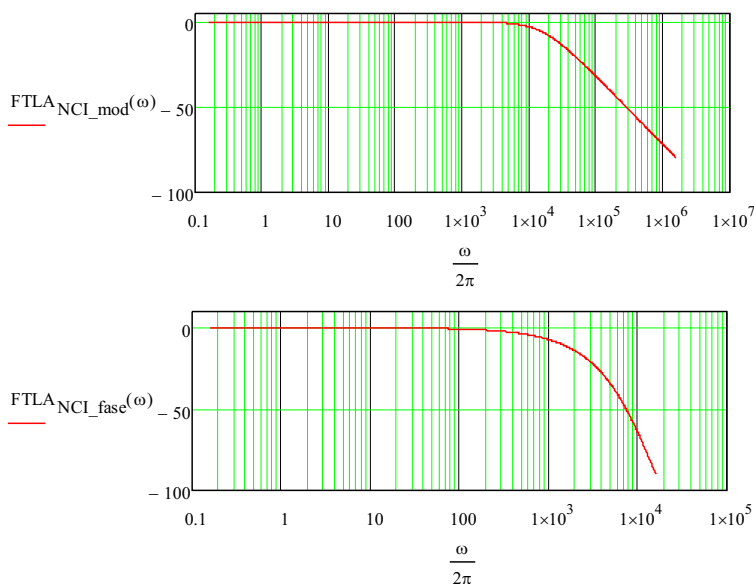
Por último, utilizou-se um filtro do tipo Sallen Key na configuração de um filtro passa-baixas para atenuar os ruídos em alta frequência, principalmente na frequência de comutação. Ressalta-se a importância do projeto desse filtro, que, uma vez mal projetado, pode adicionar uma defasagem na corrente lida pelo sensor, o que ocasionaria um baixo fator de potência do inversor.

Figura 5.6 – Circuito de condicionamento para leitura da corrente do indutor.



O projeto do filtro foi realizado para que a resposta do mesmo tivesse ganho unitário e com fase próxima a zero em 60 Hz. Portanto, a frequência de corte foi especificada para 16 kHz. O diagrama de bode do filtro é apresentado na Figura 5.7, em que a defasagem em 60 Hz é igual a $-0,4^\circ$.

Figura 5.7 – Diagrama de Bode do filtro Sallen Key.



5.2.2 Circuito do sensor de tensão do barramento CC

O sensor de tensão escolhido, mostrado na Figura 5.8, possui as características apresentadas pela Tabela 5.12, o qual utiliza o efeito hall e fornece sinal de saída em corrente.

O circuito de condicionamento de sinal desse sensor é apresentado na Figura 5.9, em que, para transformar o sinal em corrente da saída do sensor em tensão, utilizou-se um

Figura 5.8 – Sensor de tensão do barramento de entrada.

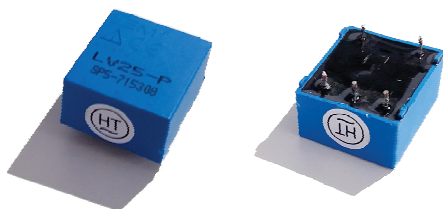
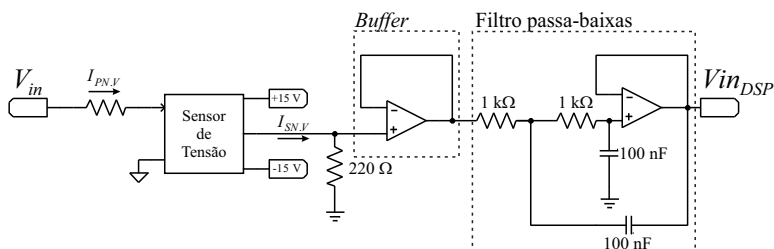


Tabela 5.12 – Dados do sensor de tensão do barramento de entrada.

Fabricante	LEM
Modelo	LV 25-P/SP5
Faixa de medição de tensão	10 ... 1500 V
Corrente eficaz nominal no primário	10 mA
Faixa de medição do primário	0 ... ± 14 A
Corrente de nominal de saída	25 mA
Taxa de conversão	25000 : 10000
Tensão de alimentação	± 15 V
Isolado	Sim
Sinal de Saída	Em corrente

resistor de 220Ω . Em seguida, foi usado um *Buffer*, também conhecido por seguidor de tensão. E, como último estágio do condicionamento, usou-se um filtro passa-baixas com ganho unitário e frequência de corte de 1,6 kHz.

Figura 5.9 – Circuito de condicionamento para leitura da tensão do barramento CC.



5.2.3 Circuito do sensor de tensão da rede elétrica

A leitura da tensão da rede elétrica foi realizada por meio de um transformador de baixa frequência, apresentado na Figura 5.10, o qual ao mesmo tempo que reduz a tensão da rede proporciona isolamento. O transformador é uma solução mais econômica que o sensor de efeito hall. As características do transformador são apresentadas na Tabela 5.13.

O circuito de condicionamento do sensor da tensão da rede é apresentado na Figura 5.11 e é similar ao utilizado pelo sensor de corrente, diferenciando-se na adição de um resistor para proporcionar a divisão da tensão do secundário do transformador.

Figura 5.10 – Transformador utilizado no circuito de condicionamento da tensão da rede.

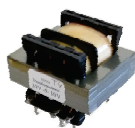
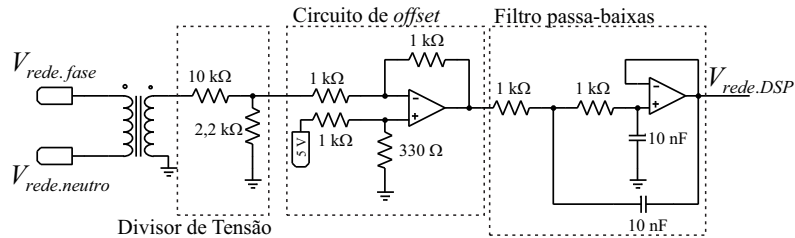


Tabela 5.13 – Dados do transformador utilizado como sensor da rede elétrica.

Componentes	Dados
Fabricante	Novos Transformadores
Tensão eficaz primário	220 V
Tensão eficaz secundário	10 V

Figura 5.11 – Circuito de condicionamento para leitura da tensão da rede.



5.2.4 Circuito do *Driver*

A tensão de comando (V_{GE}) dos IGBTs utilizados é de ± 20 V, o que não é compatível com o valor fornecido pelas saídas digitais do DSP, vide Tabela 5.10. Por esse motivo, é necessário o uso do *driver*, o qual é o componente que proporciona os valores adequados de tensão e corrente para o *gate* dos interruptores.

Além de fornecer as condições de *gate* necessárias, o *driver* pode prover isolamento elétrico, o que é indispensável dependendo do potencial que se encontra o emissor do interruptor. No caso da topologia estudada nesta dissertação, haveria a necessidade de três *drivers* isolados. Porém, como mencionado anteriormente, optou-se por utilizar o circuito

de condicionamento isolado do circuito de potência, dessa forma, tornou-se obrigatório o emprego dos *drivers* isolados para o comando de todos os interruptores.

O *driver* utilizado no protótipo é apresentado na Figura 5.12, e suas características são mostradas na Tabela 5.14.

Observa-se na tabela que a tensão de entrada do *gate driver* é compatível com os níveis de tensão oferecidos pelas portas lógicas do DSP, logo, poder-se-ia descartar o uso de circuito de condicionamento de sinal. Todavia, para garantir a integridade do DSP, utilizou-se um *buffer* com capacidade

Figura 5.12 – *Gate-driver* utilizado no protótipo.

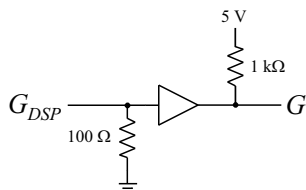


Tabela 5.14 – Dados do *Gate driver* utilizado no protótipo.

Componentes	Dados
Fabricante	Power Integrations
Modelo	2SC0108T2F1-17
Tensão gate-emissor (saída)	+ 15 / - 8 V
Tensão de comando (entrada)	3,3 ... 15 V
Corrente pico de gate	+8 / -8 A
Potência de saída por canal	1 W
Tensão de alimentação	+ 15 V
Número de canais (saídas)	2
Isolado	Sim

de corrente superior às portas, conforme o circuito da Figura 5.13.

Figura 5.13 – Circuito de condicionamento para o *gate driver*.



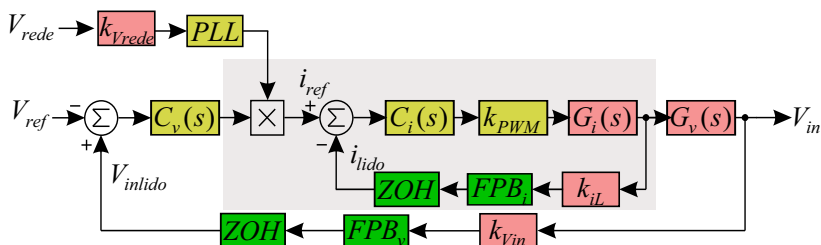
5.3 PROJETO DOS COMPENSADORES

Após dimensionados os componentes do conversor, pode-se realizar o projeto dos compensadores, uma vez que os parâmetros das malhas de tensão e corrente estão definidos. Sendo assim, o objetivo desta seção é apresentar o desenvolvimento do projeto dos controles de tensão do barramento e corrente do indutor, partindo do diagrama de blocos apresentado na Figura 5.14, o qual foi obtido realizando a compilação dos circuitos de potência e de sinal.

Na Figura 5.14, distinguem-se os componentes da placa de potência e os de sinal por meio das suas cores, onde os componentes localizados na placa de potência estão em vermelho, enquanto os blocos em verde e amarelo são os componentes da placa de condicionamento de sinal.

Como mencionado anteriormente, a estratégia de controle utilizada é a técnica de controle em cascata, em que a malha de corrente, em destaque na Figura 5.14, está em série com a malha de tensão. Essa estratégia possui a vantagem de facilitar o projeto dos compensadores, uma vez que eles são projetados de forma independente quando as dinâmicas das plantas são desacopladas.

Figura 5.14 – Diagrama de blocos considerando todos os componentes das placas de potência e condicionamento de sinal.



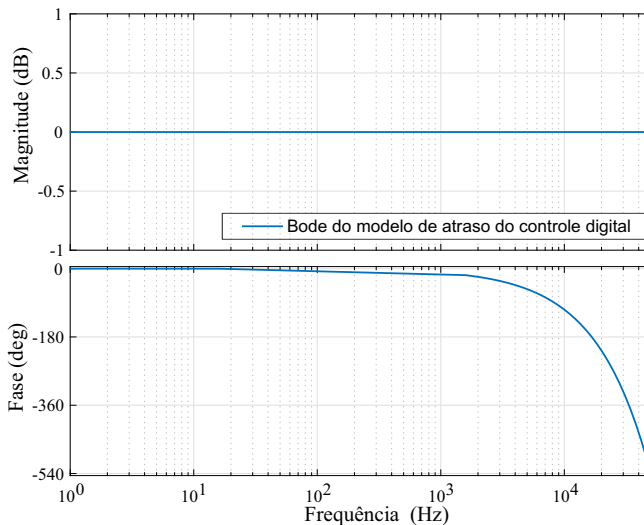
Para realizar o desacoplamento das malhas, é necessário que a malha de corrente seja mais rápida que a de tensão, de modo que ela seja vista como uma constante. Para isso, como boa prática de projeto, especifica-se a frequência de cruzamento por zero (f_{ci}) da $FTMA_{C_i}$ (função de transferência de malha aberta compensada de corrente) para ser, no mínimo, dez vezes maior que a f_{cv} da $FTMA_{C_v}$. Essa prática de projeto restringe a banda passante da malha de tensão, tornando sua resposta lenta, sendo uma desvantagem da estratégia de controle em cascata. Entretanto, como visto na seção 3.2.2.3, devido ao tipo de desacoplamento escolhido, a banda passante do compensador de tensão seria naturalmente reduzida, sendo assim, a estratégia de controle em cascata torna-se adequada às definições da pesquisa.

Foram utilizados controladores digitais para as malhas de tensão e corrente. Nesse tipo de controle, as leituras das grandezas, corrente e tensão são realizadas por meio do processo de amostragem. No entanto, para que seja possível o processamento de tais grandezas pelo algoritmo de controle, utiliza-se o segurador de ordem-zero, conhecido como ZOH (*zero-order hold*). O ZOH, por sua vez, introduz um

atraso na malha de controle, pois o valor da grandeza é alterado somente uma vez por período de amostragem, diferentemente do controle analógico onde o valor é atualizado continuamente. Tal atraso é chamado de efeito do segurador de ordem-zero [41, 42]. A utilização do controle digital introduz outro atraso nas *FTMAs* de tensão e corrente, conhecido por atraso computacional, onde a ação de controle calculada pelo algoritmo é atualizada somente no próximo período de amostragem. A soma de ambos os atrasos é apresentada em (5.3), enquanto sua resposta na frequência é mostrada na Figura 5.15. Observa-se na Figura 5.15 que esses atrasos causam perda de fase nas malhas de controle, que se não considerada pode causar a instabilidade do conversor [41].

$$\varphi(s) = e^{-s(3T_a/2)} \quad (5.3)$$

Figura 5.15 – Diagrama de bode do atraso que representa amostragem.



Para realizar o projeto do controle utiliza-se a aproximação de primeira ordem de Padé, apresentada em (5.4), para representar o atraso causado pelo controlador [41].

$$\varphi_{Pade}(s) = \frac{4 - 3sT_a}{4 + 3sT_a} \quad (5.4)$$

5.3.1 Projeto do compensador de corrente

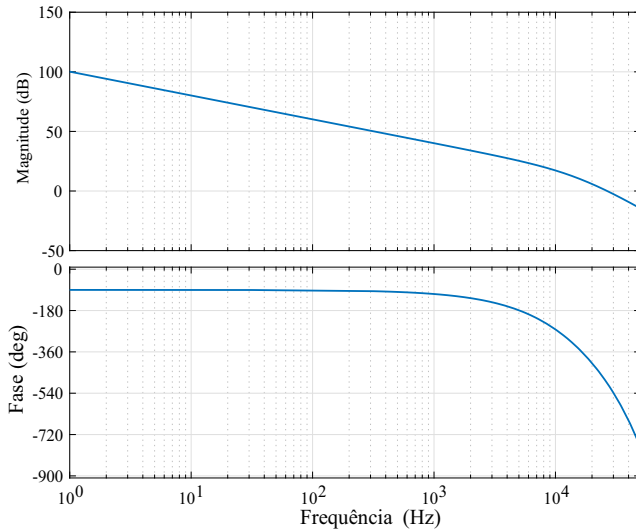
Para realizar o projeto do controle de corrente, foi utilizada a técnica de análise da resposta em frequência. Para tanto, obteve-se a função de transferência da malha aberta não compensada de corrente ($FTMA_i$) a partir do diagrama de blocos da Figura 5.14, a qual é descrita na (5.5).

$$FTMA_i = k_{PWM}G_i(s)k_{iL}\varphi_{Pade}(s)FPB_i \quad (5.5)$$

Antes de iniciar o projeto em si, algumas considerações foram realizadas:

1. **Compensação dos sensores:** nota-se que (5.5) é dependente dos ganhos do sensor de corrente e do PWM. Entretanto, durante a implementação do algoritmo de controle, foi realizada a compensação do ganho do sensor, sendo assim, o mesmo passa a ser unitário. Já para o PWM digital, foi utilizado um ganho que multiplicado à ação do controlador, torna seu pico igual a um. Por esses motivos, os ganhos k_{PWM} e k_{iL} foram desconsiderados, sendo (5.5) redefinida em (5.6). A sua resposta em frequência é apresentada na Figura 5.16;

$$FTMA_i = G_i(s)\varphi_{Pade}(s)FPB_i \quad (5.6)$$

Figura 5.16 – Diagrama de Bode da $FTMA_i$.

2. **Simplificação do compensador:** o princípio do modelo interno diz que um sistema possui erro nulo em regime permanente somente se na sua $FTMA$ conter o sinal de entrada, ou seja, em (5.6) deveria apresentar um seno em sua expressão, uma vez que o sinal de entrada (referência) é uma senoide. Uma forma de atender ao princípio é por meio da implementação de um controlador que contenha o seno em sua FT, por exemplo, um controlador ressonante. Porém, o projeto de um controlador desse tipo é complexo e dispenderia de tempo para sua implementação, o que fugiria do objetivo desta pesquisa, que é o estudo da topologia. Portanto, para utilizar um compensador simples, considerou-se que uma mudança no sinal de referência (senoide) consiste em um degrau, uma vez que o controlador atua na velocidade da frequência de comutação. Através dessa consideração, não se espera erro nulo em

regime permanente, porém, verificou-se em [34] que os resultados são satisfatórios.

Expandindo (5.6), verifica-se que não há um polo na origem da $FTMA_i$, o que é necessário para que o sistema obtenha erro nulo para uma entrada em degrau, tornando indispensável utilizar um controlador que introduza tal polo na malha. Sendo assim, foi escolhido o compensador PI (5.7) para aplicação, pois, além de possuir um polo na origem a alocação de seu zero, permite ajustar a margem de fase do sistema compensado.

$$C_i(s) = \frac{k_{ci}(s + \omega_{zi})}{s} \quad (5.7)$$

Portanto, o projeto do controlador consiste em definir a posição do zero utilizando as especificações apresentadas em (5.8).

$$\begin{aligned} MF_i &= 60^\circ \\ f_{ci} &= f_s/20 \end{aligned} \quad (5.8)$$

A frequência de cruzamento do compensador (f_{ci}) foi escolhida para garantir a rejeição dos ruídos provenientes da comutação e evitar a perda de fase causada pelos: filtro de *antialiasing* e atrasos do controlador digital.

O projeto do controlador foi realizado no domínio do tempo contínuo e depois foi discretizado utilizando o método de *Tustin*. Como resultado, são apresentados os parâmetros do compensador PI em (5.9), enquanto a resposta da $FTMA_i$ compensada é apresentada em Figura 5.17. O diagrama de bode da função de transferência de malha fechada da corrente ($FTMF_i$) é mostrado na Figura 5.18, sendo este diagrama importante para o projeto do compensador de tensão, uma vez que o f_{cv} será alocado na região de faixa plana.

$$\begin{aligned}\omega_{zi} &= 3338,83 \\ k_{ci} &= 0,036107\end{aligned}\quad (5.9)$$

Figura 5.17 – Diagrama de Bode da $FTMA_{ci}$.

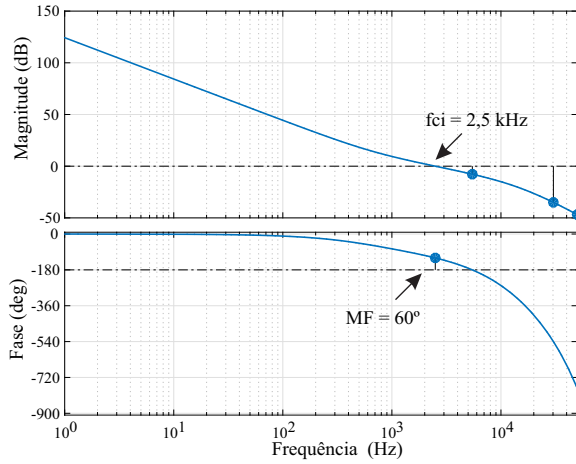
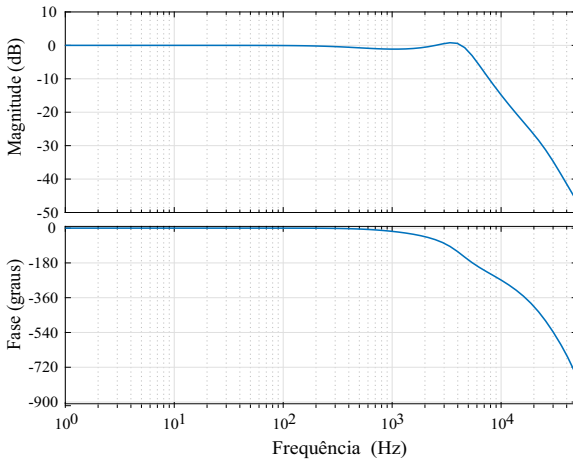


Figura 5.18 – Diagrama de Bode da $FTMFi$.



5.3.2 Projeto do compensador de tensão

Ao garantir o desacoplamento entre as malhas de tensão e corrente, pode-se reduzir o diagrama de blocos da Figura 5.14 para o diagrama da Figura 5.19. Observa-se que a malha de corrente é representada pelo inverso do ganho do sensor de corrente do indutor, em [34] é realizada a dedução matemática para provar esta simplificação.

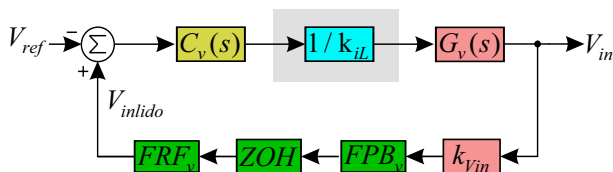
Percebe-se no diagrama de bode da $FTMF_i$ da Figura 5.18 que para baixas frequências a magnitude da $FTMF_i$ é unitária, devido à compensação dos sensores, que foi realizada no algoritmo. A faixa plana é propícia para a alocação da f_{cv} , uma vez que apresenta ganho unitário e fase zero, o que não altera o comportamento da malha de tensão.

Antes de especificar f_{cv} , é importante conhecer a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta de tensão ($FTMA_v$), a qual é obtida da análise do diagrama de blocos da Figura 5.19 e é apresentada em (5.10).

$$FTMA_v = \frac{1}{k_{iL}} G_v(s) k_{vin} F P B_v(s) \varphi_{Pade}(s) F R F_v(s) \quad (5.10)$$

Aplicando a compensação dos sensores em (5.10) obtém-se (5.11).

Figura 5.19 – Diagrama de blocos para malha de tensão.



$$FTMA_v = G_v(s)FPB_v(s)\varphi_{Pade}(s)FRF_v(s) \quad (5.11)$$

Entre as funções que compõem (5.11), a única que não é conhecida é a $FRF_v(s)$, a qual é a função de transferência do filtro rejeita-faixas digital utilizado para rejeição da ondulação de tensão de 120 Hz no barramento CC, presente no sinal que será visto pelo compensador de tensão. As especificações do filtro rejeita-faixas são apresentadas em (5.12), e a FT é mostrada em (5.13).

$$\begin{aligned} f_{c.FRF} &= 120 \text{ Hz} \\ f_{B.FRF} &= 20 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$FRF_v(s) = \frac{s^2 + (2\pi f_{c.FRF})^2}{s^2 + (2\pi f_{B.FRF})s + (2\pi f_{c.FRF})^2} \quad (5.13)$$

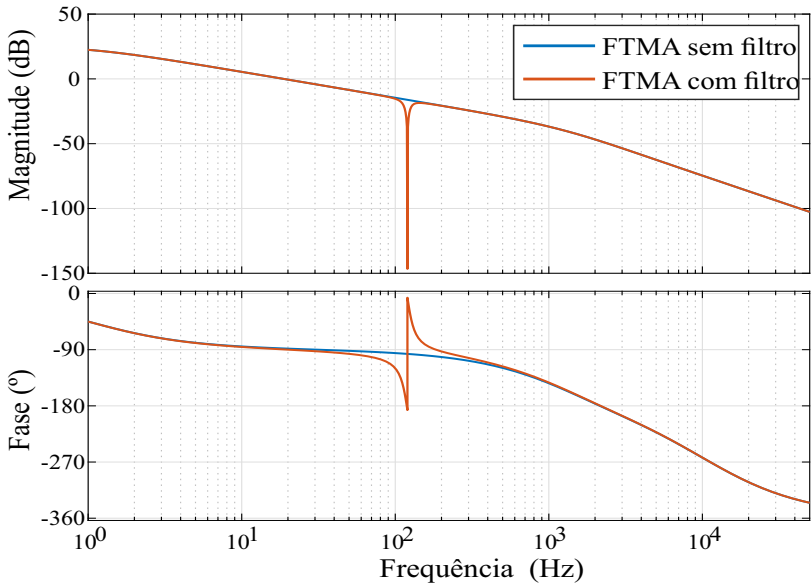
Por meio da análise da Figura 5.20, a qual apresenta a resposta em frequência da função de transferência de malha aberta não compensada de tensão $FTMA_v(s)$, conclui-se que o uso do filtro rejeita-faixas é uma boa opção para redução da ondulação de 120 Hz, uma vez que não introduz mudanças na fase da malha para frequências diferentes de 120 Hz, portanto, não prejudica o projeto do compensador.

Para malha de tensão, da mesma forma que para malha de corrente, foi utilizado um compensador PI (5.14), o qual permite especificar a margem de fase e frequência de cruzamento.

$$C_v(s) = \frac{k_{cv}(s + \omega_{zv})}{s} \quad (5.14)$$

A frequência de cruzamento do compensador de tensão do barramento foi especificada para respeitar as duas condi-

Figura 5.20 – Diagrama de Bode da $FTMA_v$ não compensada.



ções abaixo:

1. **Garantir desacoplamento entre as malhas de tensão e corrente:** em que a frequência de cruzamento do compensador de tensão, por boa prática, deve ser alocada pelo menos uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de corrente;
2. **Rejeição da ondulação de 120 Hz:** o objetivo do compensador de tensão é manter o nível de tensão médio do barramento de entrada, logo, o mesmo não deve controlar a ondulação de 120 Hz. Para isso, f_{cv} deve ser especificada para ser menor que 120 Hz.

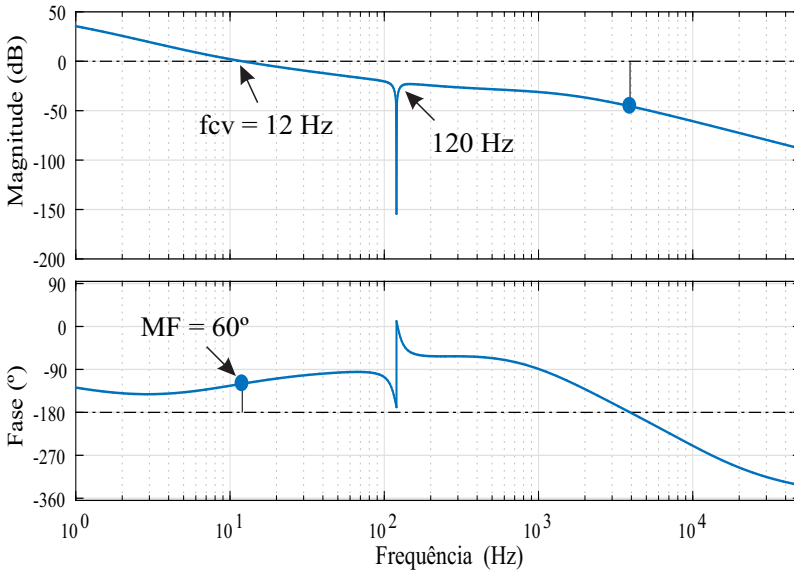
Nota-se que, obedecendo à segunda condição, a primeira é automaticamente respeitada. Dessa forma, projetou-se o compensador com as especificações mostradas em (5.15).

$$\begin{aligned} MF &= 60^\circ \\ f_{cv} &= 12 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} \omega_{zv} &= 49.1425 \text{ rad/s} \\ k_{cv} &= 0.5380 \end{aligned} \quad (5.16)$$

Ao utilizar os parâmetros calculados em (5.16), pode-se obter a função de transferência de malha aberta compensada ($FTMA_{cv}$), sendo seu diagrama de bode apresentado na Figura 5.21. Nota-se que o projeto foi feito corretamente, uma vez que a resposta em frequência apresenta as especificações desejadas na $FTMA_{cv}$.

Figura 5.21 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta compensada, $FTMA_{Cv}$.



6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para obtenção dos resultados experimentais foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Osciloscópio da Tektronix, modelo MDO 3014, para as medições;
- Variador de tensão CA, monofásico, de 3 kVA, para experimentos iniciais de conexão com a rede elétrica;
- Fonte de alimentação de 400 V e 10 A da CtrlTech, para alimentar o barramento CC (Modelo: CCY 400-10BA1A);
- Analisador de potência da Tektronix, modelo PA4000.

Destaca-se que, devido à disponibilidade de equipamentos no laboratório, foi utilizada uma fonte de alimentação com potência nominal de 4 kW e tensão de 400 V. Assim, não foi possível realizar experimentos com o inversor operando em sua tensão de barramento em 600 V e sua potência nominal.

6.1 PROTÓTIPO

Na Figura 6.1, é apresentado o protótipo construído para realização da parte experimental da pesquisa, enquanto no Apêndice E encontram-se o esquemático e os *layouts* 2D e 3D feitos utilizando o *software* Altium. As especificações para o projeto do protótipo são apresentadas na Tabela 6.1.

Figura 6.1 – Protótipo utilizado para obtenção dos resultados experimentais.

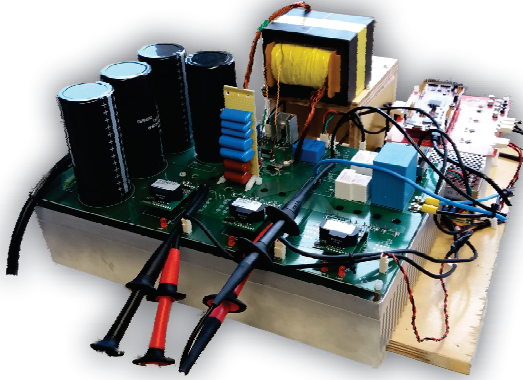


Tabela 6.1 – Especificações da placa de potência do inversor.

Potência nominal (P_{max})	5 kW
Tensão de entrada (V_{in})	600 V
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Máxima ondulação da tensão de entrada ($\Delta V_{in\%}$)	2%
Máxima ondulação de corrente ($\Delta i_{L\%}$)	10%
Valor eficaz da tensão da rede elétrica (V_{rede})	220 V
Frequência da rede elétrica (f_{rede})	60 Hz
Dimensão	37 x 22 cm

6.2 FORMAS DE ONDAS EXPERIMENTAIS

Os experimentos serão apresentados de maneira cronológica, omitindo os testes da placa de condicionamento de sinal. Primeiramente, foi verificado o funcionamento do

PLL, em seguida testado o conversor com carga resistiva, com variador de tensão monofásico na saída e finalizando com a conexão da rede com o inversor operando na potência máxima possível, considerando as limitações da fonte de alimentação.

6.2.1 Funcionamento do PLL

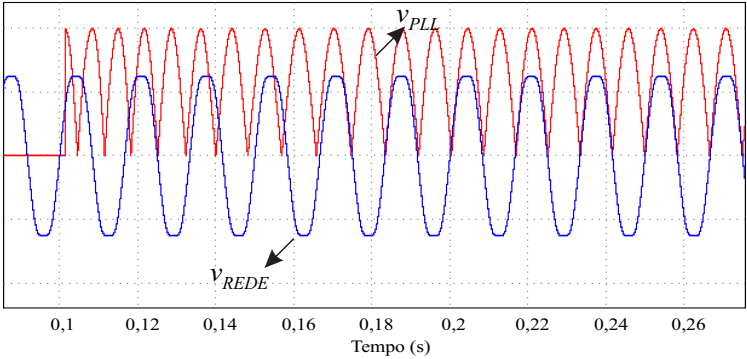
Para realizar o experimento, utilizou-se um simples algoritmo, o qual realizava as seguintes funções:

1. Relés (de conexão com a rede) permanentemente abertos, desconectando a rede elétrica do restante do inversor, desta forma, era realizada somente a leitura da tensão da rede;
2. O algoritmo do PLL era inicializado somente quando era detectada a tensão da rede elétrica nos terminais de saída do inversor.

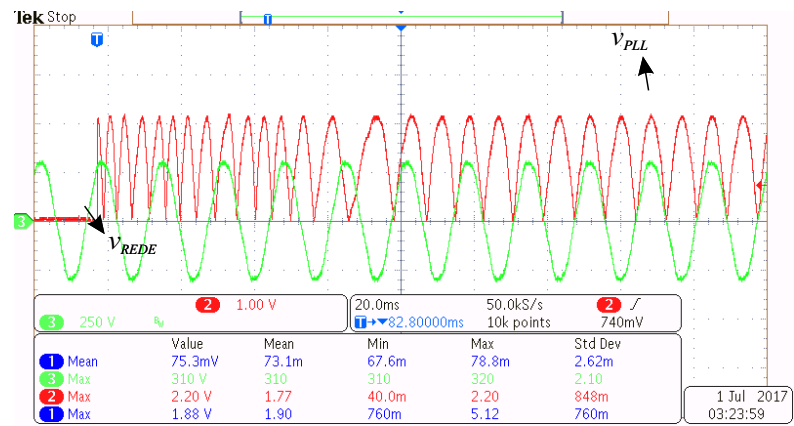
Na Figura 6.2, são apresentados os resultados da experimentação e de simulação da sincronização do PLL. Na simulação foi utilizada uma fonte de tensão senoidal com a presença de harmônicas de terceira e quinta ordem, de maneira que a forma de onda da tensão fosse a mais próxima possível do que é medido na prática.

O momento de conexão do inversor na rede pode ser identificado quando o sinal de referência fornecido pelo PLL (v_{PLL}) passa a ser diferente de zero. Por meio desse sinal pode ser verificado que o rastreamento da tensão da rede (v_{REDE}) ocorre em torno de seis a sete ciclos da rede e que, após isso, ambas as formas de onda permanecem em fase. Sendo assim, pode-se concluir que o PLL implementado está adequado com seu projeto, uma vez que as respostas teórica e experimental são bem similares.

Figura 6.2 – Resultados de simulação e experimentação da sincronização do PLL. Escalas – v_{REDE} : 250 V/div; v_{PLL} : 1 V/div.



(a) Resultado de simulação para sincronização do PLL.



(b) Resultado experimental para sincronização do PLL. Escalas – tempo: 20 ms/div.

6.2.2 Teste utilizando carga resistiva

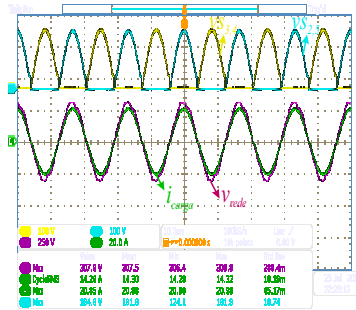
Antes de realizar a conexão com a rede elétrica, foi seguida uma rotina de testes utilizando carga resistiva para

verificar o funcionamento do conversor, sendo a rotina descrita abaixo:

1. **Inversor operando em malha aberta como conversor CC-CC:** para realizar este teste, foram mantidos os interruptores S_2 e S_5 em condução, enquanto seus complementares permaneciam bloqueados e o interruptor S_1 comutava de acordo com a razão cíclica determinada manualmente. Este teste é importante para verificar o ganho estático do conversor *Buck* e a calibração dos sensores de tensão e corrente;
2. **Inversor operando em malha aberta:** garantido o funcionamento do PLL e do conversor *Buck*, foi feita a verificação da comutação dos braços do desdobrador de corrente. Para isso, a tensão da rede foi sincronizada com o PLL e na saída do inversor foi conectada uma carga resistiva. Além de verificar o funcionamento do desdobrador de corrente, neste teste foi analisado o comportamento térmico do conversor. O resultado do teste é apresentado na Figura 6.3(a), onde se observa que o desdobramento da corrente é realizado corretamente;
3. **Inversor operando com controle de corrente:** por fim, antes de testar a conexão com a rede elétrica, foi verificado o funcionamento do controle de corrente. Mesmo que as condições de operação não sejam as mesmas quando o inversor está conectado à rede, foi possível analisar se o controlador era capaz de seguir a referência que lhe foi imposta. Nas Figuras 6.3(b) e 6.3(c), são mostrados os resultados do teste, nos quais observa-se que a tensão máxima em V_{S1} é constante em ambos os resultados, enquanto a corrente de saída i_{carga} é diferente, o que comprova o funcionamento correto do controle de corrente. Para realização deste teste

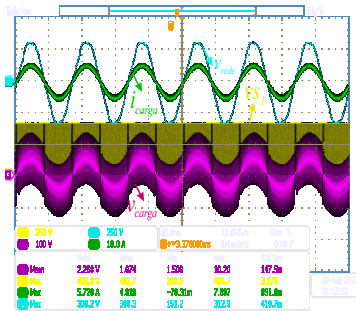
foi utilizada uma carga puramente resistiva, sem o capacitor de saída C_o , por este motivo a tensão da carga (v_{carga}) apresenta componentes de alta frequência na sua forma de onda.

Figura 6.3 – Resultados dos testes utilizando carga resistiva. Escalas – tempo: 10 ms/div; v_{REDE}/v_{S1} : 250 V/div; v_{Sx} : 100 V/div.

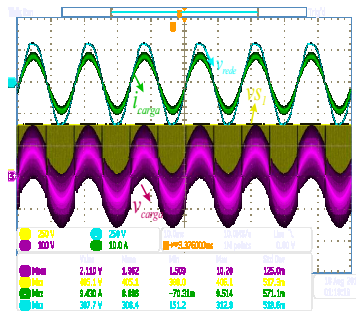


(a) Operação em malha aberta.

Escalas – i_{carga} : 20 A/div.



(b) Controle de corrente $i_{pref} = 5$ A. Escalas – i_{carga} : 10 A/div.

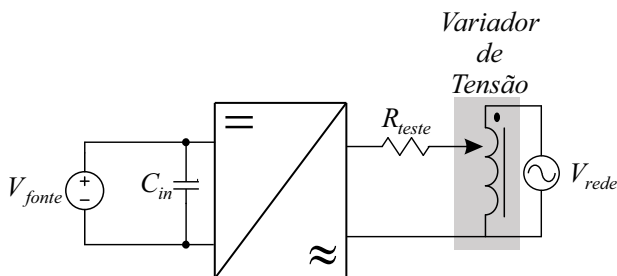


(c) Controle de corrente $i_{pref} = 8.5$ A. Escalas – i_{carga} : 10 A/div.

6.2.3 Conexão com rede elétrica utilizando variador de tensão

A conexão com a rede elétrica sempre requer cuidados, uma vez que a rede pode ser vista como uma fonte de energia infinita, o que seria danoso ao protótipo em caso de falhas. Uma forma de prevenção é mostrada na Figura 6.4, onde, ao realizar as primeiras conexões do protótipo na rede, se utiliza um autotransformador com tap variável em série com uma resistência. Esse circuito permite iniciar o teste com baixa tensão de saída e com limitação de corrente. No decorrer do teste, as tensões de entrada e saída são elevadas, com a restrição de que a soma da queda de tensão no resistor R_{teste} e a tensão do variador de tensão não exceda a tensão de entrada V_{in} .

Figura 6.4 – Circuito do teste realizado com variador de tensão.

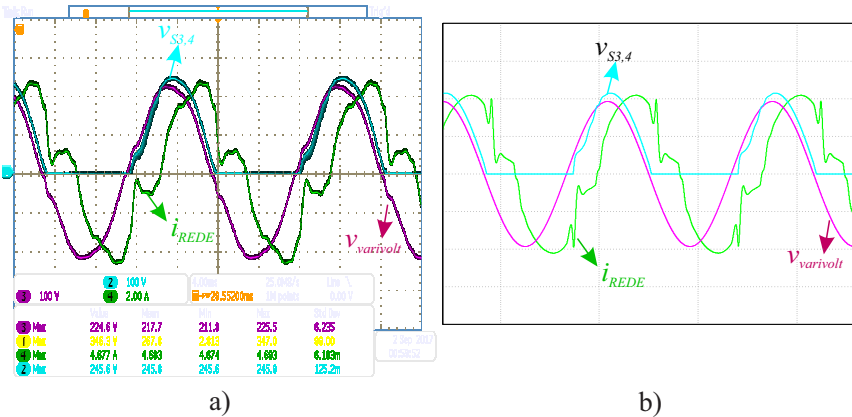


Alguns cuidados devem ser tomados durante este teste: primeiro, o variador de tensão introduz uma indutância variável no circuito, a qual depende da posição do primário do autotransformador. Esta indutância altera o comportamento da planta de corrente do indutor L_1 e, quando não considerada, pode levar o sistema à instabilidade; segundo, a partida do conversor deve ser realizada de maneira suave,

para tanto, utilizou-se um detector de zero e uma referência de corrente de pico em rampa, ambos implementados digitalmente, para inicialização da malha de controle.

Na Figura 6.5, são apresentados os resultados da simulação e experimentação utilizando o autotransformador com tensão de pico próximo a 212 V e corrente de pico de referência de 4,5 A. Observa-se que os resultados da simulação e experimental são bem próximos, validando a conexão do inversor a rede elétrica.

Figura 6.5 – Teste conexão com rede utilizando variador de tensão.: a) Experimental; b) Simulação. Escalas – Tensões: 100 V/div; Correntes: 2 A/div; Tempo: a) 4 ms/div b) 10 ms/div.



6.2.4 Conexão direta com rede elétrica

No primeiro teste do inversor conectado à rede elétrica foi habilitado somente o controle de corrente, em que a fonte da CtrlTech foi utilizada para manter constante a tensão no barramento de entrada. A seguir, serão apresentadas as prin-

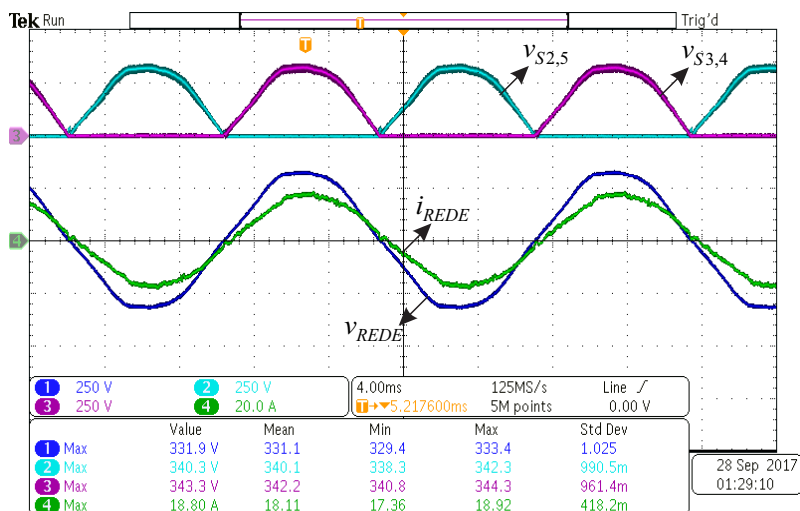
cipais formas de onda desse experimento, em que a potência máxima de saída ficou próxima de 3 kW.

Na Figura 6.6, são apresentadas as formas de ondas das tensões sobre os interruptores do desdobrador de corrente, juntamente com a tensão e corrente da rede. Por simplicidade, serão mostradas as tensões nos interruptores de um dos braços, uma vez que as tensões do outro braço são idênticas. As formas de onda da Figura 6.6 são dos interruptores S_2 e S_3 .

Como esperado, na Figura 6.6, os interruptores comutam em baixa frequência e sincronizadamente com a tensão da rede, sendo a tensão sobre eles a própria v_{REDE} quando os mesmos estão bloqueados.

Para verificar as consequências da técnica de tempo morto, utilizada para comutação entre os braços do desdobrador de corrente, foi realizada uma aproximação na passa-

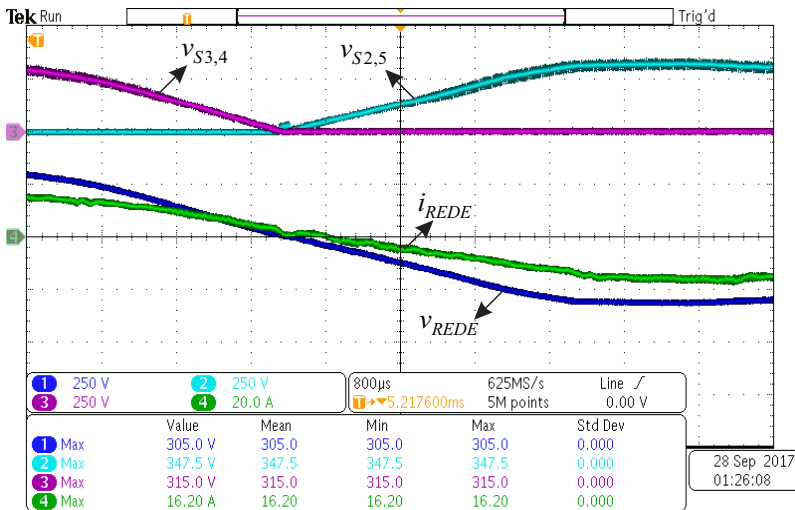
Figura 6.6 – Tensão nos interruptores do CSI. Escalas – Tensões: 250 V/div; Correntes: 20 A/div; Tempo: 4 ms/div.



gem da tensão da rede por zero, conforme a Figura 6.7.

Nota-se que o uso do capacitor de supressão (C_{sup}) permite uma comutação sem picos de tensão nos interruptores, onde uma pequena elevação na tensão $v_{S2,5}$ pode ser identificada, a qual não traz prejuízos para o funcionamento do interruptor.

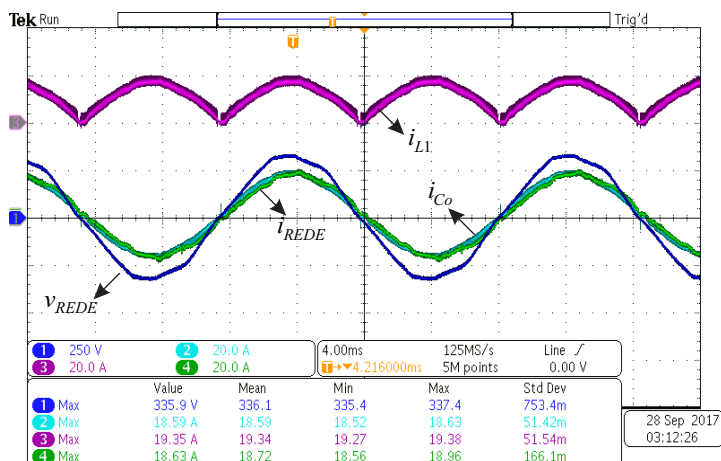
Figura 6.7 – Zoom na passagem por zero da Figura 6.6. Escalas – Tensões: 250 V/div; Correntes: 20 A/div; Tempo: 800 μ s/div.



A corrente medida no indutor L_1 é apresentada na Figura 6.8, e para vias de comparação também foram medidas: a tensão da rede, correntes antes do capacitor de saída (azul claro) e corrente injetada na rede (verde). Observa-se que o desdobramento é realizado corretamente, em que a corrente do indutor possui o formato de uma senoide retificada com frequência igual a 120 Hz, enquanto a corrente injetada na rede elétrica é uma senoide com frequência igual a 60 Hz.

Da mesma forma que realizado com a tensão dos interruptores, porém, com objetivo diferente, foi realizada uma

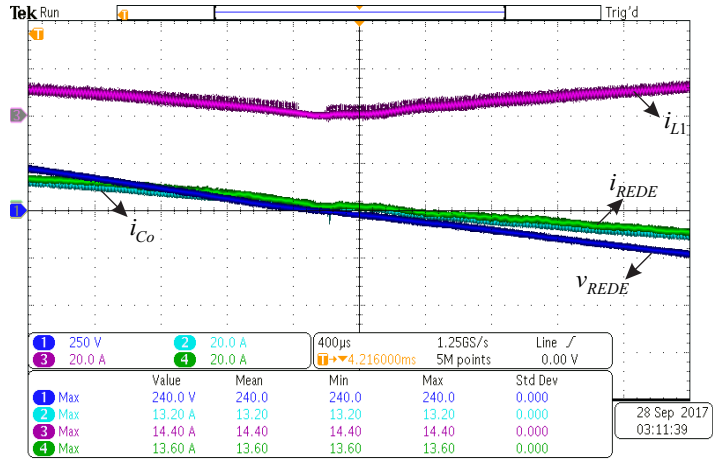
Figura 6.8 – Corrente no indutor L_1 . Escalas – v_{REDE} : 250 V/div; Correntes: 20 A/div; Tempo: 4 ms/div.



aproximação na passagem por zero da corrente da rede, como apresentado na Figura 6.9. Essa aproximação foi feita para observar o efeito *Cusp*, também conhecido por *zero-crossing distortion*, o qual é uma distorção que ocorre na corrente injetada na rede elétrica quando ela passa por zero [43, 44]. Verifica-se que, na passagem da corrente por zero, aparentemente, há uma pequena presença do efeito *Cusp*, porém, nada que prejudique a forma de onda da corrente. Entretanto, identifica-se uma defasagem causada pelo capacitor de saída, onde a corrente em azul está sobreposta pela tensão da rede. Como será visto mais adiante, este fato vai prejudicar o fator de potência do inversor, o que poderia ser evitado fazendo uso de um capacitor com menor capacitância.

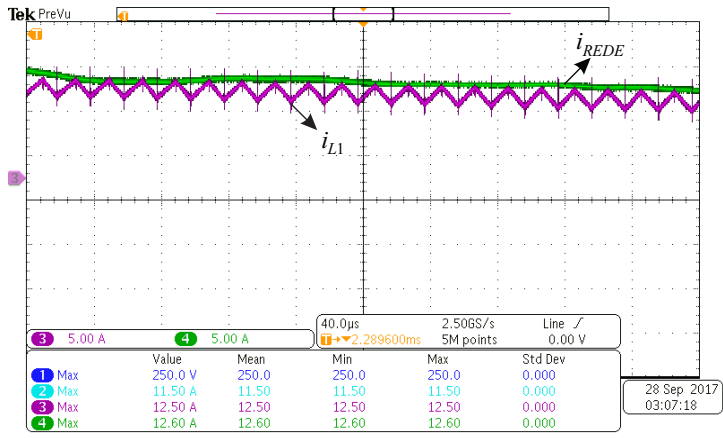
Diferentemente da Figura 6.9, a aproximação realizada na Figura 6.10 foi usada para verificação do comportamento da corrente no indutor durante o período de comutação em alta frequência, em que, apesar de não ter sido realizada a

Figura 6.9 – Zoom na passagem das correntes por zero. Escalas – v_{REDE} : 250 V/div; Correntes: 20 A/div; Tempo: 400 μ s/div.



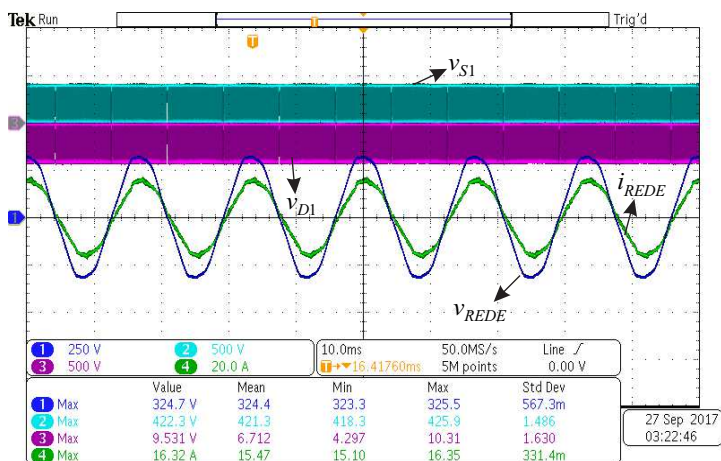
medição da ondulação de corrente, conclui-se que o comportamento da corrente está conforme o esperado.

Figura 6.10 – Comportamento da corrente do indutor L_1 em alta frequência. Escalas – Correntes: 5 A/div; Tempo: 40 μ s/div.



Na Figura 6.11, é apresentado o comportamento das tensões dos semicondutores de alta frequência S_1 e D_1 no período da rede. Constata-se que os semicondutores estão submetidos a tensão de 400 V, correspondente à tensão de entrada V_{in} .

Figura 6.11 – Tensões dos semicondutores S_1 e D_1 . Escalas – v_{S1} e v_{D1} : 500 V/div; v_{REDE} : 250 V/div; i_{REDE} : 20 A/div; Tempo: 10 ms/div.



Para verificar a comutação em alta frequência dos interruptores S_1 e D_1 , foi realizada uma aproximação na Figura 6.11, apresentada na Figura 6.12. Identifica-se a ausência de sobretensão nos interruptores, sendo isso benéfico para o conversor, uma vez que evita perdas desnecessárias e risco de mau funcionamento dos mesmos.

Por fim, foram realizados degraus na referência de corrente, com o intuito de validar o controle, conforme apresentado na Figura 6.13. O conversor estava operando com 12 A de pico, foi dado um degrau para 13,5 A de pico e, para finalizar, o teste foi retornado ao valor inicial, carac-

Figura 6.12 – Comportamento em alta frequência das tensões dos semicondutores S_1 e D_1 . Escalas – Tensões: 500 V/div; Correntes: 20 A/div; Tempo: 10 μ s/div.

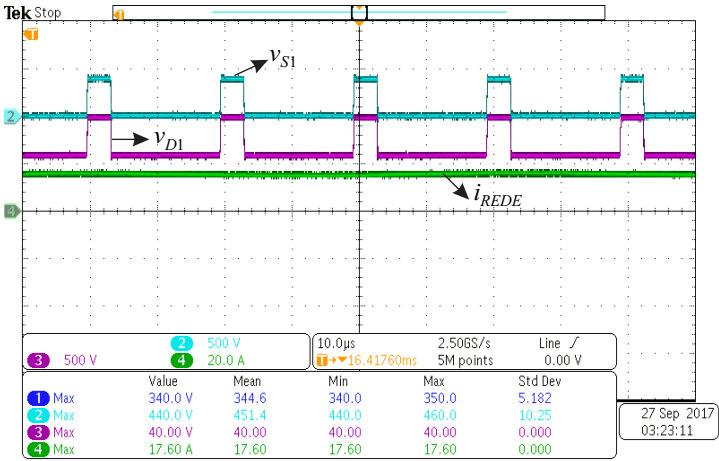
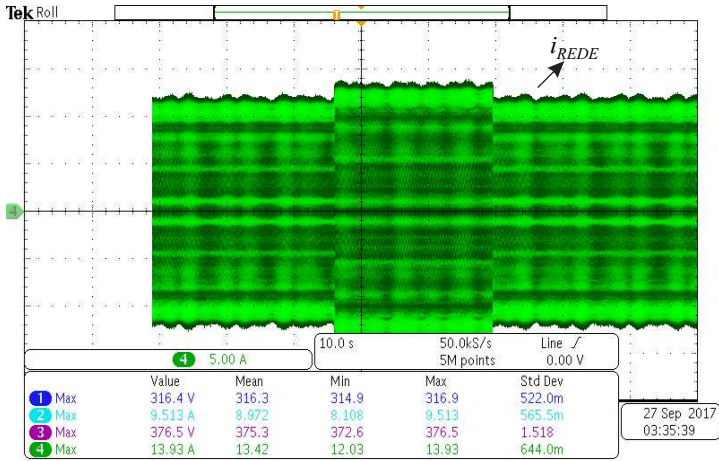


Figura 6.13 – Corrente injetada na rede elétrica. Corrente: 5 A/div; Tempo: 10 s/div



terizando o degrau negativo de referência. Conclui-se que o controle operou corretamente. No resultado, observa-se que a corrente está zerada durante um período, porém este fato ocorreu devido ao modo de aquisição utilizado no osciloscópio.

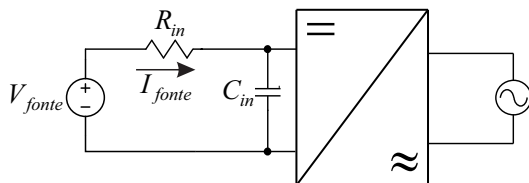
6.2.5 Conexão com rede elétrica e controle de duas malhas

No último teste realizado para verificar o funcionamento do inversor, foi implementado o controle em cascata, onde os controladores de tensão e corrente foram habilitados. O teste foi realizado utilizando o circuito mostrado na Figura 6.14, enquanto os resultados são apresentados na Figura 6.15. Este teste foi de difícil execução, uma vez que o circuito da Figura 6.14 foi implementado devido à indisponibilidade de uma fonte de corrente no laboratório.

No circuito da Figura 6.14, a corrente injetada no barramento (i_{fonte}) é gerada a partir da diferença de potencial sobre o resistor $R_{in} = 6 \, \Omega$, de acordo com (6.1). Devido ao limite de tensão da fonte da CtrlTech ser 400 V, foi necessário reduzir a tensão de operação do barramento de entrada (V_{in}) para 380 V para que fosse possível gerar uma diferença de potencial sobre o resistor. Os resultados são apresentados na Figura 6.15.

$$I_{fonte} = \frac{V_{fonte} - V_{in}}{R_{in}} \quad (6.1)$$

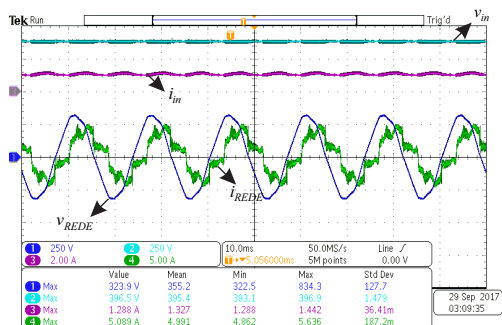
Figura 6.14 – Circuito implementado para o teste de controle de tensão.



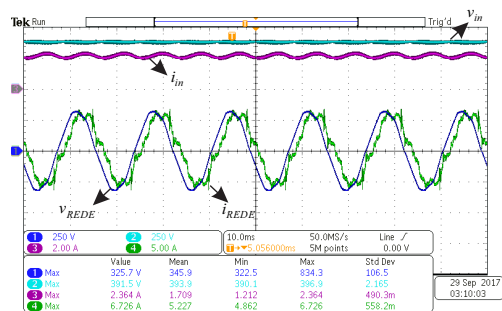
O circuito da Figura 6.14, apesar de permitir validar o controle de tensão, não possibilita uma análise detalhada da resposta transitória de V_{in} , uma vez que não é possível realizar um degrau da corrente i_{fonte} devido ao controle de tensão da fonte CC. Desta forma, a análise do controle limitou-se à verificação do seguimento de referência da tensão de entrada.

A Figura 6.15 mostra os resultados para o teste de controle de tensão, os quais são apresentados em ordem crescente de potência, sendo que na Figura 6.15(c) a fonte de alimentação atingiu o limite de tensão de 400 V. As referências da corrente e tensão de entrada estão sobrepostas, assim como as referências da corrente e tensão de saída. Por meio dos resultados, pode-se determinar que o controle de tensão foi validado, já que a corrente injetada na rede cresce juntamente com a corrente de entrada, enquanto a tensão V_{in} é mantida constante em 380 V pelo controlador de tensão.

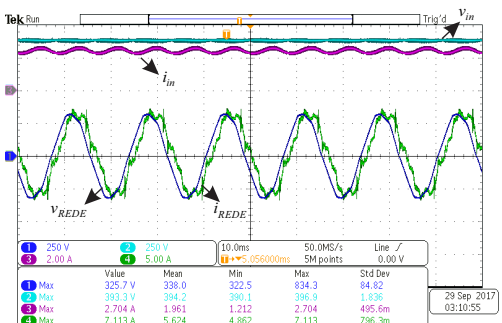
Figura 6.15 – Resultados do inversor conectado à rede elétrica com controle em cascata. Escalas – Tensões: 250 V/div; i_{REDE} : 5 A/div; i_{in} : 2 A/div Tempo: 10 ms/div.



(a)



(b)



(c)

6.3 RENDIMENTO E QUALIDADE DE ENERGIA

Para finalizar este capítulo, serão apresentados os resultados referentes à qualidade da corrente injetada na rede elétrica, a variação do fator de potência e o rendimento do inversor.

A qualidade da corrente injetada na rede elétrica é verificada por meio da sua análise harmônica com base nos limites estabelecidos pela ABNT NBR 16149:2013, apresentados na Tabela 6.2, os quais também são utilizados pelo manual de procedimentos da Celesc (Requisitos para a conexão de micro ou minigeradores de energia ao sistema elétrico da Celesc Distribuição). A norma da ABNT com o título: Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição foi utilizada pelo fato de não ter sido encontrada uma norma nacional para sistemas eólicos de pequeno porte. A norma internacional

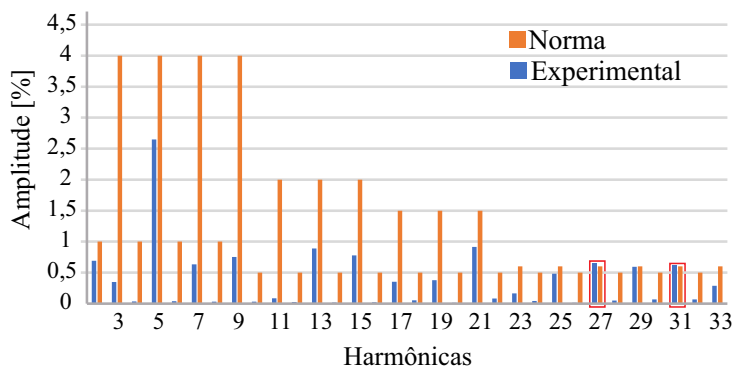
Tabela 6.2 – Dados da norma ABNT NBR 16149:2013.

Harmônicas ímpares	Limite de distorção
3° a 9°	<4,0%
11° a 15°	<2,0%
17° a 21°	<1,5%
23° a 33°	<0,6%
Harmônicas pares	Limite de distorção
2° a 8°	<1,0%
10° a 32°	<0,5%
THD	5,0% na potência de saída nominal
Fator de potência	>0,95 ¹ indutivo ou capacitivo

IEEE 1547 (*IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*) também poderia ser utilizada, uma vez que esta norma é aplicada a qualquer fonte de geração distribuída, porém como o inversor seria testado no Brasil optou-se pelo uso da norma brasileira.

Na Figura 6.16, são exibidos os limites determinados pela NBR 16149 e as amplitudes das harmônicas da corrente obtidas experimentalmente, quando o inversor estava operando com potência de saída de aproximadamente 3 kW e com a malha do controle de tensão desabilitada.

Figura 6.16 – Análise harmônica.

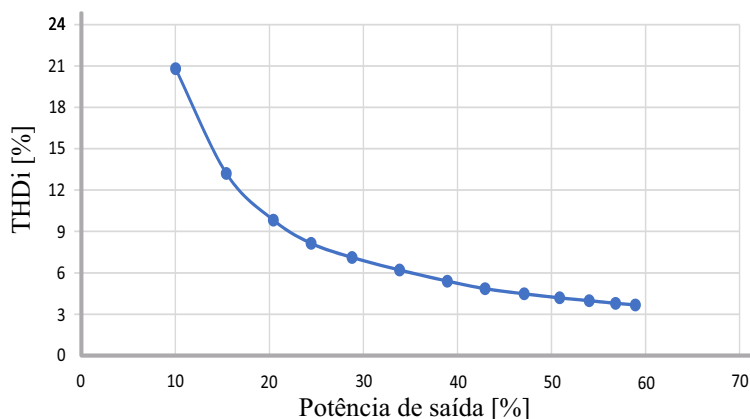


Realizando a comparação dos limites das harmônicas e dos valores medidos, como apresentado na Figura 6.16, observa-se que a maioria das harmônicas respeita a norma, porém, a 27ª e a 31ª harmônicas ficaram fora do limite.

O comportamento da distorção harmônica total da corrente (THDi, em inglês, *total harmonic distortion*) de acordo com a variação da potência de saída é mostrada na Figura 6.17. Observa-se que o gráfico decai exponencialmente e, a partir

¹Fator de potência com o sistema operando acima de 20% da sua nominal, para sistemas com potência nominal entre 3 - 6 kW.

Figura 6.17 – Variação da distorção harmônica total.

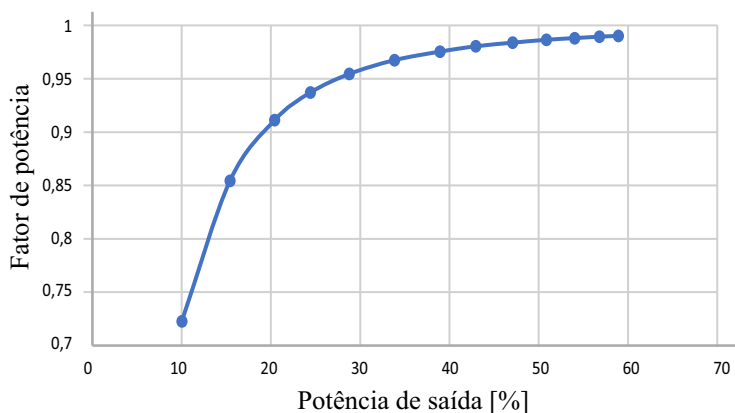


de 45% da potência nominal, a $THDi$ fica abaixo de 5%. Além disso, mesmo que o inversor não tenha sido testado na sua potência nominal, pode-se afirmar que ele irá atender à norma, uma vez que o gráfico tende a ficar plano. Isto é uma grande vantagem, uma vez que não foi necessário utilizar um filtro LCL para atender à norma, resultando em menores custo e complexidade de projeto. A menor $THDi$ obtida nos experimentos foi de 3,67% próximo aos 60% da potência nominal.

Na Figura 6.18, é apresentada a variação do fator de potência (FP). De acordo com a norma, o FP deve ser superior a 0,95 quando o inversor está operando acima de 20% da sua potência nominal, o que não foi atingido conforme o resultado apresentado. O inversor entrou na norma a partir de aproximadamente 26% da potência nominal

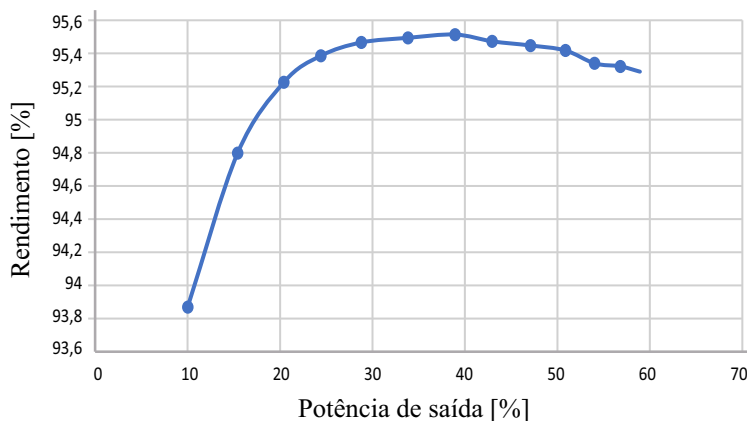
O rendimento do conversor é apresentado na Figura 6.19. A obtenção do rendimento foi realizada com um incremento de 5% da potência nominal, em um intervalo de 10 minutos entre cada medição para que o conversor atingisse o seu

Figura 6.18 – Fator de potência experimental.



regime térmico. A potência máxima obtida foi próxima aos 40% da potência nominal, com um rendimento de 95,5%. Destaca-se que a tensão de entrada durante os testes foi de 400 V, que não é igual à tensão utilizada para o dimensionamento do protótipo (600 V).

Figura 6.19 – Rendimento experimental.



7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesta dissertação, foi feito o estudo e a implementação de um inversor para realizar a conexão de um sistema eólico de pequeno porte à rede elétrica. Aspectos básicos do sistema eólico foram abordados no início do documento, para demonstrar a importância do estudo e familiarizar o leitor com a pesquisa.

O objetivo principal era desenvolver um inversor com elevada robustez e simplicidade, o que adequou-se ao estudo da topologia utilizada na pesquisa. A topologia é formada por um conversor *Buck* em série com um CSI comutando sincronizadamente com a rede, trabalhando como um desdobrador de corrente.

A estratégia de controle utilizada para controlar o conversor *Buck* possibilitou uma corrente senoidal retificada na entrada do CSI, o qual foi acionado para comutar sincronizadamente com a tensão da rede para realizar o desdobramento da corrente e fazer a injeção de uma corrente senoidal na rede elétrica e em fase com sua tensão. A utilização do CSI no estágio de saída do inversor não permite a compensação de reativos da rede, proporcionando somente a operação com fator de potência unitário.

Uma análise do circuito com a modulação utilizada foi realizada para propiciar o levantamento matemático e melhor entendimento da topologia. Durante a análise, verificou-se que o uso da técnica de superposição de pulsos para comutação de braço, normalmente utilizada no CSI, não era adequada para a associação do conversor *Buck* com o CSI e que a utilização do tempo morto era a melhor para a aplicação. Para evitar sobretensões nos interruptores do desdobrador de corrente, foi necessária a inclusão de um pequeno capacitor para absorver a energia proveniente da interrupção da

corrente do indutor na sua passagem por zero.

A sincronização da tensão da rede, importante para comutação do desdobrador e controle de corrente, foi realizada por meio de um PLL digital. Durante o projeto do PLL, foram destacados os cuidados que são necessários para robustez e bom funcionamento do mesmo, principalmente quanto às especificações do compensador PI que deve prever as oscilações causadas pelas não idealidades presentes na tensão da rede elétrica.

Para o projeto do compensador de corrente, foram obtidos dois modelos matemáticos. Na obtenção do primeiro, foi considerado somente o indutor L_1 e, no segundo, foi examinada a influência da indutância da rede no modelo. Foram realizadas simulações variando a indutância da rede dentro dos limites utilizados por [2] para verificar as alterações na resposta em frequência do modelo. No fim, por meio de simulação, foram validadas as funções de transferências. Observou-se que o modelo que desconsidera a indutância da rede representa adequadamente o conversor e é o mais simples. Para o compensador de tensão, foram obtidos, também, dois modelos: o primeiro, mais conhecido, foi obtido utilizando o balanço de potência, já o segundo foi obtido por meio dos valores médios quase instantâneos, sendo que o segundo representou melhor o comportamento da tensão.

O projeto dos compensadores foi realizado no tempo contínuo com técnicas clássicas de controle, porém a implementação foi realizada digitalmente, por meio da discretização dos parâmetros obtidos no projeto. A implementação digital permitiu a vantagem de versatilidade, no entanto, causa perda de fase nos modelos, o que se torna crítico em elevadas frequências. Portanto, uma análise cuidadosa foi necessária para o projeto do compensador de corrente, uma vez que ele requer uma frequência de cruzamento elevada.

Os testes realizados possibilitaram validar o estudo, po-

rém, não permitiram uma avaliação detalhada do desempenho do inversor, uma vez que não foi possível operá-lo com tensão de barramento e potência nominais. Isso devido a limitações dos equipamentos do laboratório.

Apesar das limitações dos testes, algumas conclusões podem ser tiradas. Quanto à qualidade da corrente injetada na rede elétrica, observa-se que a tendência é de que o conversor respeite todas as normas, uma vez que com 60% da potência nominal quase todas as harmônicas da corrente ficaram dentro da norma, enquanto a THDi foi respeitada a partir de 45% da potência nominal. O fator de potência não atendeu à norma durante toda variação da potência de saída, o que se atribuiu ao capacitor de saída estar sobredimensionado, uma vez que utilizou-se o capacitor disponível em laboratório. Atenta-se ao fato de que a qualidade de energia foi atendida sem o uso de um filtro de saída, o que simplifica o projeto e diminui o custo do inversor. O rendimento do conversor mostrou-se satisfatório uma vez que o projeto não foi otimizado e alguns dos componentes utilizados foram selecionados pela disponibilidade em laboratório.

Independentemente de o inversor não ser testado com tensão e potência nominais, o estudo foi validado e a topologia mostra-se propícia para aplicações práticas, por ser simples, robusta e tende a ser de alto rendimento.

Abaixo, são propostas algumas atividades para os trabalhos futuros:

1. Testar o protótipo na potência e tensão de entrada nominais;
2. Diminuir a capacitância de saída, para verificar sua influência no fator de potência;
3. Implementar as proteções;

4. Testar o sistema eólico completo, contemplando: aerogerador, conversor CA-CC e inversor;
5. Utilizar tipos de compensadores mais sofisticados, como o controlador ressonante, podendo avaliar seus benefícios para este conversor;
6. Analisar, projetar e implementar o inversor como estágio único. Para isso, é necessário utilizar uma técnica de modulação que permita ao conversor operar tanto como elevador quanto abaixador de tensão;
7. Avaliar as vantagens que a utilização das técnicas de *interleaving* e comutação suave traria para o inversor;
8. Estudar a viabilidade de utilizar um filtro-ativo para diminuição da capacitância necessária no barramento de entrada;
9. Verificar detalhadamente a influência da indutância da rede no filtro de saída e se é necessário utilizar algum tipo de amortecimento;
10. Otimizar o indutor L_1 , sendo necessário projetar e construir um indutor mais apropriado à aplicação;
11. Utilizar outras realizações de interruptores possíveis no desdobrador de corrente, por exemplo, utilizar RB-IGBT. Até mesmo, analisar a necessidade da utilização dos diodos em série com os interruptores;
12. Realizar um estudo de custo e otimização do inversor, para viabilizar sua aplicação na indústria.

REFERÊNCIAS

- [1] EPE, *Balanco Energético Nacional*. Empresa de Pesquisa Energética, 2016. [Online]. Available: https://ben.epe.gov.br/downloads/Relatorio_Final_BEN_2016.pdf
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [Piscataway, N.J.] : Chichester, West Sussex ; Hoboken, N.J: IEEE ; Wiley, 2011.
- [3] PHB, “1º Inversor solar fotovoltaico certificado pelo INMETRO,” 2015. [Online]. Available: <http://www.phb.com.br/PDFs/Produtos/Solar/Inversores/Inversores%20PHB.pdf>
- [4] ABB, “ABB small wind inverters,” 2014.
- [5] Ginglong, “GCI-2g-W-US Single Phase Inverter 1kw - 5kw,” 2014.
- [6] SMA, “WINDY BOY 5000-US / 6000-US / 7000-US / 8000-US.”
- [7] C. Maraffon, “Estudo do Sistema de Microgeração de Energia Eólica,” Dissertação de Mestrado, UFSC - Universidade de Santa Catarina, Florianópolis, SC, em andamento.
- [8] S. Saeidabadi, S. H. Hosseini, K. Varesi, and M. Sabahi, “A modified grid-connected current source inverter for photovoltaic application,” in *The 6th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC2015)*, Feb. 2015, pp. 218–223.

- [9] B. S. Prasad, S. Jain, and V. Agarwal, "Universal Single-Stage Grid-Connected Inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 128–137, Mar. 2008.
- [10] C. WWEA, *WWEA Quarterly Bulletin*. Stefan Gsänger, Mar. 2016.
- [11] S. G. Jean-Daniel Pitteloud, "2016 Summary - Small Wind World Report," Bonn, Alemanha, Técnico, Mar. 2016.
- [12] CEPEL, *Atlas do Potencial Eólico Brasileiro*. Brasília: Centro de Pesquisas de Energia Elétrica, 2001. [Online]. Available: http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/atlas_eolico/Atlas%20do%20Potencial%20Eolico%20Brasileiro.pdf
- [13] MME, "Energia Eólica no Brasil e Mundo Ano de referência - 2015," Tech. Rep., Aug. 2016.
- [14] W. Weibull, "A Statistical Distribution Function of Wide Applicability," *A Statistical Distribution Function of Wide Applicability*, Sep. 1951.
- [15] G. da Silva, J. Passos, S. Colle, W. Reguse, and H. Beyer, "Metodologia de Avaliação do Potencial de Geração Eólica para o Estado de Santa Catarina," Belém, Pará, Aug. 2004, p. 10.
- [16] A. Dalmaz, "Estudo do Potencial Eólico e Previsão de Ventos para Geração Eólica em Santa Catarina," Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, Mar. 2007.
- [17] C. G. Ribeiro, "Rastreamento do ponto de máxima potência de turbinas magnus acionando

- geradores elétricos,” Dissertação, Universidade Federal de Santa Maria, 2014. [Online]. Available: <http://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/8551/RIBEIRO%2c%20CLAUDIA%20GARRASTAZU.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- [18] G. Tibola, “Sistema eólico de pequeno porte para geração de energia elétrica com rastreamento de máxima potência,” Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, Mar. 2009.
- [19] “Savonius Wind Turbines.” [Online]. Available: <http://www.reuk.co.uk/wordpress/wind/savonius-wind-turbines/>
- [20] L. Búrigo, “Estudo de um Sistema para conexão de aerogeradores de pequeno porte com a rede elétrica,” Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Apr. 2016.
- [21] H. ZM, “Manual do Usuário - in-Vento 3 kW,” Apr. 2015.
- [22] O. energy efficiency renewable energy, “How Do Wind Turbines Work?” [Online]. Available: <https://energy.gov/eere/wind/how-do-wind-turbines-work>
- [23] M. M. Casaro and D. C. Martins, “Grid-connected PV system: Introduction to behavior matching,” in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 2008, pp. 951–956.
- [24] T. Bülo, B. Sahan, C. Nöding, and P. Zacharias, “Comparison of Three-phase Inverter Topologies for Grid-Connected Photovoltaic Systems,” Sep. 2007, pp. 3–7.

- [25] S. Anand, S. K. Gundlapalli, and B. G. Fernandes, "Transformer-Less Grid Feeding Current Source Inverter for Solar Photovoltaic System," vol. 61, 2014, pp. 5334–5344.
- [26] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, and P. J. Viverge, "Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply," vol. 13, 1998, pp. 1199–1207.
- [27] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, "A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, Jun. 2013.
- [28] M. A. Vitorino, L. F. S. Alves, R. Wang, and M. B. d. R. Corrêa, "Low-Frequency Power Decoupling in Single-Phase Applications: A Comprehensive Overview," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2892–2912, Apr. 2017.
- [29] D. Li, Z. Zhang, B. Xu, M. Chen, and Z. Qian, "A method of power decoupling for long life micro-inverter," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2011, pp. 802–807.
- [30] R. H. Eckstein, "Sistema para conexão de pequenos aerogeradores com a rede elétrica: Análise, projeto e experimentação," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2014.
- [31] D. Meneses, F. Blaabjerg, . García, and J. A. Cobos, "Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application,"

- IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2649–2663, Jun. 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6355698/>
- [32] I. Barbi and D. C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, Florianópolis, 2000.
 - [33] F. Pottker, “Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos,” PhD Thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro de Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2000.
 - [34] R. F. Coelho, “Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a partir de Fonte Renováveis,” Ph.D. dissertation, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, 2013.
 - [35] —, “Notas de aula do curso de Controle Digital Aplicado à Eletrônica de Potência,” Universidade de Santa Catarina (UFSC) - Instituto de Eletrônica de Potência, 2015.
 - [36] C. E. M. Gomes, “Controle Digital de um condicionador de tensão alternada usando PLL para obtenção do sinal de referência,” Ph.D. dissertation, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, Oct. 2007.
 - [37] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana, and W. C. Bosventura, “Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems,” in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, vol. 4, Oct. 2004, pp. 2259–2263 vol.4.

- [38] I. Barbi, *Projeto de Fontes Chaveadas*, 3rd ed. Florianópolis, SC: Edição do Autor, 2014.
- [39] W. G. Hurley and W. H. Wölflé, *Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications*. Chichester, West Sussex: Wiley-Blackwell, 2013.
- [40] F. Casanellas, “Losses in PWM inverters using IGBTs,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 141, no. 5, pp. 235–239, Sep. 1994.
- [41] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital control in power electronics*. United States of America: Morgan & Claypool, 2006.
- [42] M. S. Ortmann, “Filtro ativo trifasico com controle vetorial utilizando DSP: Projeto e implementação,” Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [43] J. Sun, “Demystifying zero-crossing distortion in single-phase PFC converters,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 3. IEEE, 2002, pp. 1109–1114.
- [44] A. Kotsopoulos, P. Heskes, and M. Jansen, “Zero-Crossing Distortion in Grid-Connected PV Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 558–565, Apr. 2005. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1413563/>

Apêndice A – Planilha de projeto do conversor utilizando o Mathcad

Projeto de Potência

▼ Especificações do Conversor

Dados do conversor Boost:

Potência de Entrada: $P_{in} := 5\text{kW}$

Tensão de Entrada: $V_{in} := 600\text{V}$

Corrente de Entrada: $I_{in} := \frac{P_{in}}{V_{in}} = 8.333\text{ A}$

Tensão da fase da rede: $V_{rede} := 220\text{V}$

Tensão de pico da rede: $V_{prede} := \sqrt{2} \cdot V_{rede}$

Frequência de rede: $f_{rede} := 60\text{Hz}$

$$\omega_{rede} := 2 \cdot \pi \cdot f_{rede} = 376.991 \frac{1}{s}$$

Frequência de
Comutação: $f_s := 50\text{kHz}$

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

$$\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s = 3.142 \times 10^5 \frac{1}{s}$$

Valor de alfa:	$\alpha := \frac{V_{prede}}{V_{in}} = 0.519$
Corrente de pico no indutor:	$I_p := 2 \cdot \frac{P_{in}}{V_{prede}} = 32.141 \text{ A}$
Ondulação de Tensão de entrada:	$\Delta V_{in\%} := 2\%$ $\Delta V_{in} := V_{in} \cdot \Delta V_{in\%} = 12 \text{ V}$
Ondulação de Corrente na saída: ($\Delta I_{total} = 2\Delta I_L$)	$\Delta i_{L\%} := 10\%$ $\Delta i_{L,max} := I_p \cdot \frac{10}{100} = 3.214 \text{ A}$
Tensão portadora:	$V_{trip} := 1$

Especificações do Conversor

Razão Cíclica

Razão cíclica:

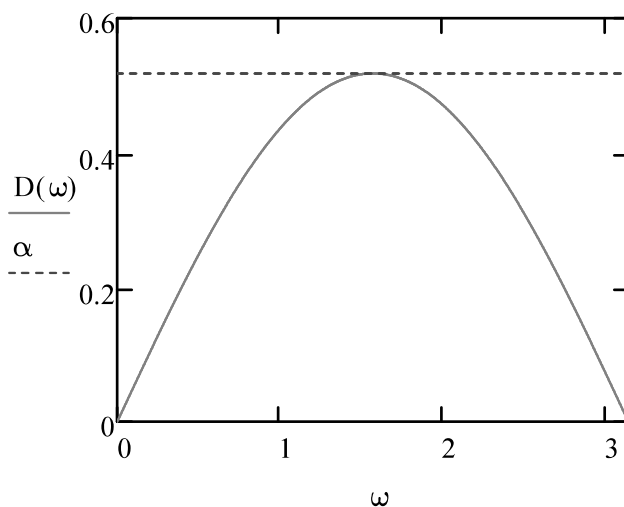
$$D(\omega) := \alpha \cdot \sin(\omega)$$

Ocorre quando $\omega t = 0^\circ$: Ocorre quando $\omega t = \pi/2^\circ$:

$$D_1 := D(0) = 0 \qquad D_2 := D\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0.519$$

$$D_{\min} := D_1 = 0$$

$$D_{\max} := D_2 = 0.519$$

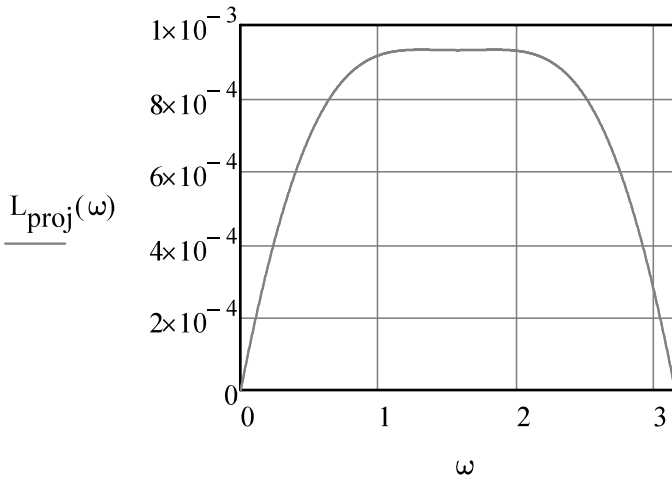


▲ Razão Cíclica

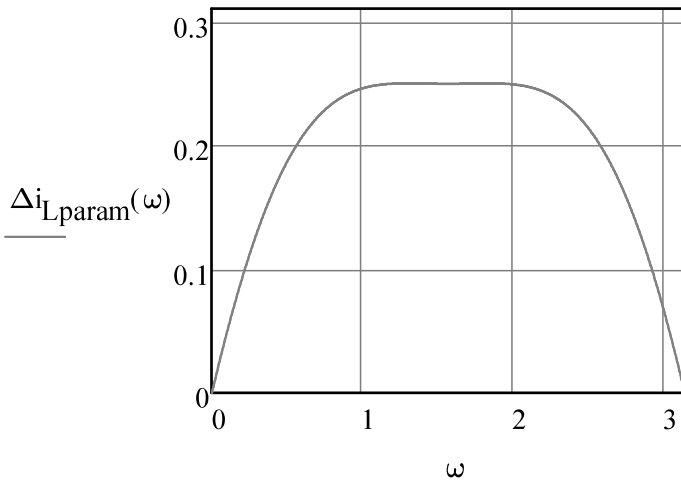
▼ Indutância Buck

Indutância Buck:

$$L_{\text{proj}}(\omega) := \frac{(V_{\text{in}} - V_{\text{prede}} \cdot \sin(\omega))}{\Delta i_{L.\text{max}} \cdot f_s} \cdot [\alpha \cdot (\sin(\omega))]$$



$$\Delta i_{L\text{param}}(\omega) := (1 - \alpha \cdot \sin(\omega)) \cdot [\alpha \cdot (\sin(\omega))]$$



Cálculo da indutância mínima: :

se $\alpha < 0,5$:

$$L_{in.1} := \frac{V_{in} \cdot \alpha \cdot (1 - \alpha)}{\Delta i_{L.max} \cdot f_s} = 9,321 \times 10^{-4} \text{ H}$$

se $\alpha > 0,5$:

$$L_{in.2} := \frac{V_{in}}{4 \Delta i_{L.max} \cdot f_s} = 9,334 \times 10^{-4} \text{ H}$$

Como α é maior que 0,5 o L_{in} calculado é:

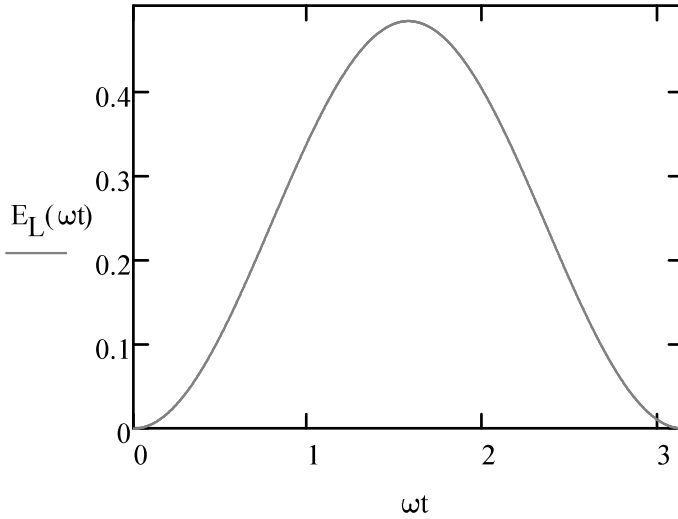
$$L_{in} := L_{in.2}$$

$$L_{in} = 933,381 \cdot \mu\text{H}$$

Energia armazenada no Indutor:

$$E_L(\omega t) := \frac{L_{in} \cdot (I_p \cdot \sin(\omega t))^2}{2}$$

$$E_{L.max} := \frac{L_{in} \cdot (I_p)^2}{2} = 0,482 \text{ J}$$



▲ Indutância Buck

▼ Capacitância de Barramento

Capacitor de entrada:

$$C_{in} := \frac{P_{in}}{V_{in} \cdot \omega_{rede} \cdot \Delta V_{in}} = 1.842 \times 10^{-3} \cdot F$$

$$C_{in} = 1.842 \times 10^3 \cdot \mu F$$

Corrente Eficaz Capacitor:

No periodo de rede:

$$I_{Cef} := \frac{P_{in}}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{16}{3 \cdot \alpha \cdot \pi}} - 1 = 12.566 \text{ A}$$

Resistor em paralelo para descarregar e balanceamento

Regra geral é que o banco de capacitor descarregue em 1 minuto. Lembrando que o circuito RC entra em regime permanente em torno de 5*constante de tempo.

$$\tau := R \cdot C$$

$$\tau := \frac{60s}{5} = 12s$$

$$R_{\text{bar}} := \frac{\tau}{C_{\text{in}}} = 6.514 \cdot k\Omega$$

Foram utilizados dois resistores em série de 5.6k/5W. Pois, são os únicos que tinha no estoque do laboratório. Logo, para o banco descarregar demora 2 minutos.

Resistência Comercial:

$$R_{\text{bar}} := 2 \cdot 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$\tau_{\text{novo}} := R_{\text{bar}} \cdot C_{\text{in}}$$

$$P_{\text{diss.bar}} := \frac{\left(\frac{V_{\text{in}}}{2}\right)^2}{R_{\text{bar}}} = 8.036 \text{ W}$$

$$\text{tempo}_{\text{descarga}} := 5 \cdot \tau_{\text{novo}} = 103.156 \text{ s}$$

CÁLCULO DE ESFORÇOS

$$P_{in} = 5 \cdot \text{kW}$$

Interruptor Buck:

$$I_{Smed} := \frac{I_p \cdot \alpha}{2}$$

$I_{Smed} = 8.333 \text{ A}$

$$I_{Srms} := 2I_p \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{3 \cdot \pi}}$$

$I_{Srms} = 15.078 \text{ A}$

$$I_{Spico} := I_p + \Delta i_{L.max} = 35.355 \text{ A}$$

$$V_{Spico} := V_{in} = 600 \text{ V}$$

Diodo Buck:

$$I_{Dmed} := \frac{I_p}{2} \cdot \left(\frac{4}{\pi} - \alpha \right)$$

$I_{Dmed} = 12.128 \text{ A}$

$$I_{Drms} := I_p \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot \alpha}{6 \cdot \pi}}$$

$I_{Drms} = 17.005 \text{ A}$

$$I_{Dpico} := I_p + \Delta i_{L.max} = 35.355 \text{ A}$$

$$V_{Dpico} := V_{in} = 600 \text{ V}$$

Interrupor e Diodo Inversor:

$$I_{Smed.inv} := \frac{I_p}{\pi} = 10.231 \text{ A}$$

$$I_{Smed.inv} = 10.231 \text{ A}$$

$$I_{Srms.inv} := \frac{I_p}{2} = 16.071 \text{ A}$$

$$I_{Srms.inv} = 16.071 \text{ A}$$

$$I_{Spico.inv} := I_p + \frac{\Delta i_{L,max}}{2} = 33.748 \text{ A}$$

$$V_{Spico.inv} := V_{prede} = 311.127 \text{ V}$$

▲ Cálculo de Esforços

▼ Perdas nos Componentes

CÁLCULO DE PERDAS

Os cálculos de perdas foram todos realizados considerando:

- Utilizando o artigo "Losses in PWM inverters using IGBTs".

IGBTs disponíveis:

—
Dados necessários para perdas de condução dos IGBTs disponíveis:

- IKW25N120H3: (IGBT do Buck)

$$V_{CEO} := 1 \cdot V$$

$$V_{CEN} := 2.4 \cdot 1.2V = 2.88 \text{ V}$$

$$I_{CN.Buck} := 25A$$

$$I_{CM} := I_p = 32.141 \text{ A}$$

$$M := \alpha$$

$$\delta(\omega t) := M \cdot \sin(\omega t)$$

$$i_C(\omega t) := I_{CM} \cdot \sin(\omega t)$$

$$i_{C.Buck}(\omega t) := \frac{I_{CM}}{2} \cdot \sin(\omega t)$$

- IKW20N60T: (IGBT do Inversor)

$$V_{CEO.2} := 1 \cdot V$$

$$V_{CEN.2} := 2.05 \cdot 1.2V = 2.46 \text{ V}$$

$$I_{CN.Inv} := 20A$$

Perdas de condução:

Utilizando duas chaves em paralelo:

$$v_{ce}(\omega t) := \frac{(V_{CEN} - V_{CEO})}{I_{CN.Buck}} \cdot i_{C.Buck}(\omega t) + V_{CEO}$$

$$v_{ce.I}(\omega t) := \frac{(V_{CEN.2} - V_{CEO.2})}{I_{CN.Inv}} \cdot i_C(\omega t) + V_{CEO.2}$$

Potência em um período de comutação:

$$P_{i.Ts}(\omega t) := v_{ce}(\omega t) \cdot i_{C.Buck}(\omega t) \cdot \delta(\omega t)$$

Potência em um período da rede:

$$P_{i.med} := \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} P_{i.Ts}(\omega t) d(\omega t) \right] = 8.441 \text{ W}$$

$$P_{cond.IGBT.Buck} := P_{i.med} = 8.441 \text{ W}$$

Comparação com método tradicional:

$$P_{cond_S.Buck} := V_{CEN} \cdot \frac{I_{Smed}}{2} = 12 \text{ W}$$

$$P_{i.med.Inv} := \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} v_{ce.I}(\omega t) \cdot i_C(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$P_{cond.IGBT.Inv} := P_{i.med.Inv} = 29.084 \text{ W}$$

$$P_{cond_S.Inv} := V_{CEN.2} \cdot I_{Smed.inv} = 25.168 \text{ W}$$

Dados necessários para perdas de comutação dos IGBTs disponíveis:

- IKW25N120H3:

$$t_{rN} := 35\text{ns}$$

$$t_{don} := 26\text{ns}$$

$$t_{doff} := 377\text{ns}$$

$$t_{fN} := 50\text{ns}$$

$$I_{CM} := I_p$$

- IKW20N60T:

$$t_{don.2} := 23\text{ns}$$

$$t_{rN.2} := 20\text{ns}$$

$$t_{doff2} := 300\text{ns}$$

$$t_{fN.2} := 65\text{ns}$$

$$I_{CM.2} := I_p$$

$$V_{grid}(\omega t) := V_{prede} \cdot \sin(\omega t)$$

Perdas de comutação (Buck):

$$t_r(\omega t) := (t_{rN} + t_{don}) \cdot \frac{i_{C.Buck}(\omega t)}{I_{CN.Buck}}$$

$$E_{on}(\omega t) := \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot i_{C.Buck}(\omega t) \cdot t_r(\omega t)$$

Perda média na rede na entrada em condução:

$$E_{\text{on.med.Buck}} := \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} E_{\text{on}}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$P_{\text{on.Buck}} := E_{\text{on.med.Buck}} \cdot f_s = 4.726 \text{ W}$$

$$t_f(\omega t) := \left(\frac{2}{3} + \frac{1}{3} \cdot \frac{i_{\text{C.Buck}}(\omega t)}{I_{\text{CN.Buck}}} \right) \cdot (t_{\text{fN}} + t_{\text{doff}})$$

$$E_{\text{off}}(\omega t) := \frac{1}{2} \cdot V_{\text{in}} \cdot i_{\text{C.Buck}}(\omega t) \cdot t_f(\omega t)$$

Perda média na rede na entrada em condução:

$$E_{\text{off.med.Buck}} := \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} E_{\text{off}}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$P_{\text{off.Buck}} := E_{\text{off.med.Buck}} \cdot f_s = 54.714 \text{ W}$$

$$P_{\text{com.IGBT.Buck}} := P_{\text{on.Buck}} + P_{\text{off.Buck}} = 59.44 \text{ W}$$

$$t_{\text{r.inv}}(\omega t) := (t_{\text{rN.2}} + t_{\text{don.2}}) \cdot \frac{i_{\text{C}}(\omega t)}{I_{\text{CN.Inv}}}$$

$$E_{\text{on.inv}}(\omega t) := \frac{1}{2} \cdot V_{\text{grid}}(\omega t) \cdot i_{\text{C}}(\omega t) \cdot t_{\text{r.inv}}(\omega t)$$

Perda média na rede na entrada em condução:

$$E_{\text{on.med.Inv}} := \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} E_{\text{on.inv}}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$P_{\text{on.Inv}} := E_{\text{on.med.Inv}} \cdot f_{\text{rede}} = 8.799 \text{ mW}$$

$$t_{\text{f.inv}}(\omega t) := \left(\frac{2}{3} + \frac{1}{3} \cdot \frac{i_C(\omega t)}{I_{\text{CN.Inv}}} \right) \cdot (t_{\text{fN.2}} + t_{\text{doff2}})$$

$$E_{\text{off.inv}}(\omega t) := \frac{1}{2} \cdot V_{\text{grid}}(\omega t) \cdot i_C(\omega t) \cdot t_{\text{f.inv}}(\omega t)$$

Perda média na rede na entrada em condução:

$$E_{\text{off.med.Inv}} := \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} E_{\text{off.inv}}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$P_{\text{off.Inv}} := E_{\text{off.med.Inv}} \cdot f_{\text{rede}} = 0.061 \text{ W}$$

$$P_{\text{S.Inv}} := P_{\text{on.Inv}} + P_{\text{off.Inv}} + P_{\text{cond.IGBT.Inv}}$$

$$P_{\text{S.Inv}} = 29.154 \text{ W}$$

$$P_{\text{S.Buck}} := P_{\text{cond.IGBT.Buck}} + P_{\text{com.IGBT.Buck}}$$

$$P_{\text{S.Buck}} = 67.881 \text{ W}$$

Diodo disponiveis:

- VS- 40EPS12: (Inversor)

$$V_{FN.inv} := 1.1V$$

$$V_{FO.inv} := 0.74V$$

$$r_t := 7.16 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$V_{rr} := 1200V$$

$$I_{rr} := 1mA$$

$$t_{rr} := 100ns$$

$$I_{CN..D.Inv} := I_{Srms.inv}$$

Perdas de Condução:

$$v_{F.inv}(\omega t) := \frac{(V_{FN.inv} - V_{FO.inv})}{I_{CN..D.Inv}} \cdot i_C(\omega t) + V_{FO.inv}$$

$$P_{cond.D.Inv} := \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} v_{F.inv}(\omega t) \cdot i_C(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$P_{cond.D.Inv} = 26.713 \text{ W}$

Perdas de Comutação:

$$P_{\text{com.D.Inv}} := 0.5 \cdot V_{\text{rr}} \cdot I_{\text{rr}} \cdot f_{\text{rede}} \cdot t_{\text{rr}}$$

$$P_{\text{com.D.Inv}} = 3.6 \times 10^{-6} \text{ W}$$

Perdas Totais:

$$P_{\text{D.Inv}} := P_{\text{cond.D.Inv}} + P_{\text{com.D.Inv}}$$

$$P_{\text{D.Inv}} = 26.713 \text{ W}$$

- FFSP20120A: (Buck)

$$T_j := 125$$

$$V_{\text{FN}} := 2.1 \text{ V}$$

$$V_{\text{FO}} := 0.7 \text{ V}$$

$$r_{\text{w}} := 78.1 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$V_{\text{rr}} := 1200 \text{ V}$$

$$I_{\text{rr}} := 2 \mu\text{A}$$

$$t_{\text{rr}} := 1 \text{ ns}$$

$$I_{\text{CN..D.Buck}} := 20 \text{ A}$$

Perdas de Condução:

$$v_F(\omega t) := \frac{(V_{FN} - V_{FO})}{I_{CN..D.Buck}} \cdot i_C(\omega t) + V_{FO}$$

$$P_{Ts.D.Buck}(\omega t) := v_F(\omega t) \cdot i_C(\omega t) \cdot (1 - \delta(\omega t))$$

$$P_{cond.D.Buck} := \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} P_{Ts.D.Buck}(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$P_{cond.D.Buck} = 28.732 \text{ W}$$

Perdas de Comutação:

$$P_{com.D.Buck} := 0.5 \cdot V_{rr} \cdot I_{rr} \cdot f_s \cdot t_{rr}$$

$$P_{com.D.Buck} = 6 \times 10^{-8} \text{ W}$$

Perdas Totais:

$$P_{D.Buck} := P_{cond.D.Buck} + P_{com.D.Buck}$$

$$P_{D.Buck} = 28.732 \text{ W}$$

Eficiência do conversor:

$$\text{Perdas} := 2P_{S.\text{Buck}} + 2P_{D.\text{Buck}} + 4P_{S.\text{Inv}} + 4P_{D.\text{Inv}}$$

$$\text{Perdas} = 416.694 \text{ W}$$

$$\eta := \frac{P_{\text{in}} - \text{Perdas}}{P_{\text{in}}} = 91.666\%$$

Perdas nos Componentes

Cálculo Térmico

Interruptor (IKW25N120H3):

Resistência Térmica junção ambiente:

$$R_{j.a.S} := 40 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Resistência Térmica junção cápsula:

$$R_{j.c.S} := 0.46 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Resistência Térmica cápsula dissipador:

$$R_{cd.S} := 1 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Temperatura máxima de junção:

$$T_{j.S} := 175 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$$

Temperatura de junção desejada:

$$T_{j.S.\text{Des}} := 100 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$$

Temperatura no dissipador:

$$T_{d.S.\text{Buck}} := T_{j.S.\text{Des}} - (R_{j.c.S} + R_{cd.S}) \cdot (P_{S.\text{Buck}})$$

$$T_{d.S.\text{Buck}} = 0.894 \text{ K}$$

$$T_{d.S.Inv} := T_{j.S.Des} - (R_{jc.S} + R_{cd.S}) \cdot (P_{S.Inv})$$

$$T_{d.S.Inv} = 57.435 \text{ K}$$

Diodo Buck (FFSP20120A):

Resistência Térmica junção ambiente: $R_{ja.D.Buck} := 62 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Resistência Térmica junção cápsula: $R_{jc.D.Buck} := 0.7 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Resistência Térmica cápsula dissipador: $R_{cd.D.Buck} := 1 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Temperatura máxima de junção: $T_{j.D.Buck} := 175 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$

Temperatura de junção desejada: $T_{j.D.Buck.Des} := 100 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$

Temperatura no dissipador:

$$a_1 := (R_{jc.D.Buck} + R_{cd.D.Buck}) \cdot P_{D.Buck}$$

$$T_{d.D.Buck.1} := T_{j.D.Buck.Des} - a_1$$

$$T_{d.D.Buck.1} = 51.155 \text{ K}$$

Diodo Inversor (40EPS12):

Resistência Térmica junção ambiente: $R_{ja.D.Inv} := 40 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Resistência Térmica junção cápsula: $R_{jc.D.Inv} := 0.46 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Resistência Térmica cápsula dissipador:	$R_{cd.D.Inv} := 1 \frac{K}{W}$
Temperatura máxima de junção (K):	$T_{j.D.Inv} := 150 \cdot \Delta^{\circ}C$
Temperatura de junção desejada:	$T_{j.D.Inv.Des} := 100 \cdot \Delta^{\circ}C$
Temperatura no dissipador:	
$a_1 := T_{j.D.Inv.Des}$	
$T_{d.D.Inv} := a_1 - (R_{jc.D.Inv} + R_{cd.D.Inv}) \cdot P_{D.Inv} = 61 K$	

Verificando se há necessidade de colocar dissipador

Temperatura de junção máxima entre os componentes	$T_{jmax} := 100 \cdot \Delta^{\circ}C$
Temperatura Ambiente	$T_a := 40 \cdot \Delta^{\circ}C$

Potencia Total Dissipada

$$P_t := 2P_{S.Buck} + 4P_{S.Inv} + P_{D.Buck} + 4P_{D.Inv}$$

$$P_t = 387.961 W$$

Resistência térmica total

$$R_{ja.nec} := \frac{T_{jmax} - T_a}{P_t} = 0.155 \cdot \frac{\Delta^{\circ}C}{W}$$

Se $R_{ja.nec} > R_{ja}$: Não precisa de dissipador.

Se $R_{ja.nec} < R_{ja}$: Precisa de dissipador.

Cálculo Dissipador

Uso do mesmo dissipador para interruptores e diodos:

Temperatura média no dissipador: usar a menor temperatura entre os componentes e a soma das perdas.

$$T_d := T_{d.S.Buck} \cdot 1.2 = 1.073 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

Resistência térmica máxima do dissipador:

$$R_{da} := \frac{T_d - T_a}{P_t} = -0.1 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Dissipador escolhido (o primeiro que tem resistência térmica menor que a calculada):

Dissipador P16 (Semikron) com ventilação.

$$R_{da.dissip} := 0.024 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_d := P_t \cdot R_{da.dissip} + T_a = 49.311 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

Temperatura de junção do Diodo Buck com o dissipador escolhido:

$$T_{jw} := (R_{jc.D.Buck} + R_{cd.D.Buck}) \cdot P_{D.Buck}$$

$$T_{j.DBuck.dissip} := T_d + a_1 = 98.156 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$$

Temperatura de junção do Interruptor com o dissipador escolhido:

$$T_{j.SBuck.dissip} := T_d + (R_{jc.S} + R_{cd.S}) \cdot P_{S.Buck}$$

$$T_{j.SBuck.dissip} = 148.417 \Delta^{\circ}\text{C}$$

Temperatura de junção do Diodo Inversor com o dissipador escolhido:

$$a_{\text{inv}} := (R_{jc.D.Buck} + R_{cd.D.Buck}) \cdot P_{D.Inv}$$

$$T_{j.DInv.dissip} := T_d + a_1 = 94.722 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$$

Temperatura de junção do Interruptor Inversor com o dissipador escolhido:

$$T_{j.SInv.dissip} := T_d + (R_{jc.S} + R_{cd.S}) \cdot P_{S.Inv}$$

$$T_{j.SInv.dissip} = 91.876 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$$

Verificar se valor está dentro do limite dos componentes.

Apêndice B – Projeto do indutor utilizando o Matlab


```

2  % Nome: Projeto do indutor de alta frequência com
   núcleo EE
3  % Autor: Victor Luiz Flor Borges
4  % Data: 09/12/2016
5  clear all;
6  clc;
7  close all;
8
9  %% Parametros do projeto
10
11  %potencia em W
12  P = 5e3;
13  % P = 1000;
14  %frequencia de comutação em Hz
15  fs = 50e3;
16  % fs = 40e3;
17  %Temperatura Ambiente em graus
18  Ta = 40;
19  %Indutancia em H
20  L = (933e-6)
21  % L = 0.311e-3
22  %Corrente de pico no indutor em A
23  I_pico = 32.141;
24  % I_pico = 10.19;
25  %Corrente de efiza no indutor em A
26  I_eficaz = 22.727;
27  % I_eficaz = 10;
28  %Variação da corrente
29  deltaI = I_pico*10/100;
30  % deltaI = 0.381;
31
32  %% Especificações do projeto do Indutor
33
34  %Fator de ocupacao da Janela do nucleo
35  kw = 0.7;
36  %Densidade de corrente do cobre em A/cm²
37  J = 500;
38  % Corrigindo unidade passando para mm²
39  J = J*0.01;
40  %Máxima indução magnética no ferrite em T
41  Bmax = 0.33;
42  % Corrigindo unidade passando para mm²
43  Bmax = Bmax*10^-6;
44  %Permissividade magnética relativa em H/m
45  mo = 4*pi*10^-7;
46  %Corrigindo unidade passando para mm²
47  mo = mo*10^-3
48  %Coeficiente de perdas por histerese
49  kh = 4*10^-4;
50  %Coeficiente de perdas por correntes parasitas
51  kf = 4*10^-10;

```

```

52
53 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% INICIALIZAÇÃO VARIÁVEIS
54 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
55 %% Inicialização das variáveis
56 k = 0;
57 atualiza = 0;
58 n_NEE = 1;
59 aux = 0;
60 aux2 = 0;
61 Awt = 2;
62 outra_tentativa = 0;
63 k_nucleo = 0;
64 %% Tabela de fios
65 tipo_fio = [10 : 1 : 41];
66 ScV = [0.058572 0.046738      0.037309      0.029793
        0.023800      0.019021      0.015207      0.012464
        0.009735      0.007794      0.006244      0.005004
        0.004013      0.003221      0.002586      0.002078
        0.001671      0.001344      0.001083      0.000872
        0.000704      0.000568      0.000459      0.000371
        0.000300      0.000243      0.000197      0.000160
        0.000130      0.000106      0.000086      0.000070];
67 ScN = [0.052620 0.041729      0.033092      0.026243
        0.020811      0.016504      0.013088      0.010379
        0.008231      0.006527      0.005176      0.004105
        0.003255      0.002582      0.002047      0.001624
        0.001287      0.001021      0.000810      0.000642
        0.000509      0.000404      0.000320      0.000254
        0.000201      0.000160      0.000127      0.000100
        0.000080      0.000063      0.000050      0.000040];
68 p100_c = 0.1*[0.000044 0.000055 0.000070
        0.000080      0.000111      0.000140      0.000176
        0.000222      0.000280      0.000353      0.000445
        0.000561      0.000708      0.000892      0.001125
        0.001419      0.001789      0.002256      0.002845
        0.003587      0.004523      0.005704      0.007192
        0.009070      0.011437      0.014422      0.018186
        0.022932      0.028917      0.036464      0.045981
        -0.94202];
69
70 %% Dados Nucleo
71 tipo_nucleo = ['8/4/4      ' ; '13/6/6
        ' ; '16/7.0/4' ; '16/7.2/5' ; '16/7.3/5' ; '19/8/5.0' ; '19/8/5.3' ;
        '19/8/6      ' ; '20/10/5      ' ; '25/10/6      ' ; '28/10/11' ; '30/15/7
        ' ; '30/15/11' ; '30/15/14' ; '40/17/12' ; '42/21/15' ; '42/21/20' ;
        '55/28/21' ; '65/33/13' ; '65/33/26' ; '65/33/39' ; '65/33/52' ; '7
        6/50/25' ; '76/50/76' ; '80/38/20'];
72 % nucleo_eu_quero = [14 17 18 20];
73 nucleo_eu_quero = [1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
        16 17 18 19 20 21 22 23 24 25];

```

```

74 %Personalizada
75     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
76         k = k+1;
77         g = nucleo_eu_quero(1,k);
78         tipo_nucleo(k,:) = tipo_nucleo(g,:);
79     end
80     aux2 = 0;
81     k = 0;
82
83 % Permeabilidade magnética - Ferrite
84 mm = [1010 1353 1647 1645 1680 1505
1505 1530 1208 1694.5 1503.33 1604 1448
1750 1473 1719 1794 1759 1575 1604
1547 1769 1780 1421 1727.3];
85 %Personalizada
86     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
87         k = k+1;
88         g = nucleo_eu_quero(1,k);
89         mm(1,k) = mm(1,g);
90     end
91     aux2 = 0;
92     k = 0;
93 % Comprimento Efetivo
94 Le_NEE = [19.7 30.7 34.4 35.3 35.7 40.4
40.4 40.4 43 49.26 49.29 67 85.5 67 77
97 97 120 147 147 147 217.69 217.69 184.54];
95 %Personalizada
96     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
97         k = k+1;
98         g = nucleo_eu_quero(1,k);
99         Le_NEE(1,k) = Le_NEE(1,g);
100     end
101     aux2 = 0;
102     k = 0;
103 % Área Efetiva
104 Ae_NEE = [7 16.1 14.9 18.8 18.6 22.12
24.43 26.96 31 39.29 85.97 60 93.52 122 148
181 240 354 266 532 798 1057.79 645.16 1935.48 390.83];
105 %Personalizada
106     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
107         k = k+1;
108         g = nucleo_eu_quero(1,k);
109         Ae_NEE(1,k) = Ae_NEE(1,g);
110     end
111     aux2 = 0;
112     k = 0;
113 % Volume Efetivo:
114 Ve_NEE = [138 493 513 662 663 900 955.28 1047.64
1340 1935.4 4238.23 4000 8125 8174 11300
17600 23300 42500 39100 78200 117300 155495
140450.18 421350.1 72124];

```

```

115 %Personalizada
116     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
117         k = k+1;
118         g = nucleo_eu_quero(1,k);
119         Ve_NEE(1,k) = Ve_NEE(1,g);
120     end
121     aux2 = 0;
122     k = 0;
123 % Largura Interna do Núcleo - Máximo
124 LinM_NEE = [6.3 10.5    12.8    12.8    12.8    15.3
15.3    15.3    13.6    19.6    18.6    20.3    20.3
20.3    27.5    30.7    30.7    38.7    45.7    45.7
45.7    45.7    51.4    51.4    61.4];
125 %Personalizada
126     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
127         k = k+1;
128         g = nucleo_eu_quero(1,k);
129         LinM_NEE(1,k) = LinM_NEE(1,g);
130     end
131     aux2 = 0;
132     k = 0;
133 % Tolerância da largura interna da janela
134 Tolin_NEE = [0.3    0.4 0.8 0.8 0.8 0.55    0.55
0.55    0.8 0.4 0    0.8 0.8 0.8 0    1.2 1.2 1.2 1.5 1.5
1.5 1.5 0.6 0.6 2.6];
135 %Personalizada
136     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
137         k = k+1;
138         g = nucleo_eu_quero(1,k);
139         Tolin_NEE(1,k) = Tolin_NEE(1,g);
140     end
141     aux2 = 0;
142     k = 0;
143
144 % Largura da Perna Central - Máximo
145 LcM_NEE = [2.3  2.9 4.5 4.5 4.1 4.9 4.9 4.9 5.6 6.25
7.5 7.2 7.2 7.2 12.05    12.2    12.2    17.2    20 20
20 20 25.8    25.8    20.2];
146 %Personalizada
147     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
148         k = k+1;
149         g = nucleo_eu_quero(1,k);
150         LcM_NEE(1,k) = LcM_NEE(1,g);
151     end
152     aux2 = 0;
153     k = 0;
154
155 % Tolerância da largura da perna central
156 TolLc_NEE = [0.3    0.15    0.4 0.4 0.4 0.25    0.25
0.25    0.4 0.05    0.05    0    0    0    0    0    0
0.7 0.7 0.7 0.7 0.4 0.4 0];

```

```

157 %Personalizada
158     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
159         k = k+1;
160         g = nucleo_eu_quero(1,k);
161         TolLc_NEE(1,k) = TolLc_NEE(1,g);
162     end
163     aux2 = 0;
164     k = 0;
165
166 % Espessura da Perna Central - Máximo
167 EcM_NEE = [3.8  6.4 4.1 5.0 5.0 5.05  5.55  6.0 5.3
168            6.5 11.0  7.3 11.25  14.6  12.05  15.5  20 21
169            13.7  27  39.9  53.4  0  0  0];
170
171 %Personalizada
172     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
173         k = k+1;
174         g = nucleo_eu_quero(1,k);
175         EcM_NEE(1,k) = EcM_NEE(1,g);
176     end
177     aux2 = 0;
178     k = 0;
179
180 % Tolerância Espessura da Perna Central
181 TolEc_NEE = [0.2  0.3 0.4 0.4 0.4 0.25  0.25  0.3
182            0.4 0.25  0.25  0.4 0.25  0  0  0  0  0  0
183            0  0  1.0 0.4 0.4 0];
184
185 %Personalizada
186     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
187         k = k+1;
188         g = nucleo_eu_quero(1,k);
189         TolEc_NEE(1,k) = TolEc_NEE(1,g);
190     end
191     aux2 = 0;
192     k = 0;
193
194 % Altura
195 Hw_NEE = [3 4.6 5  5.1 5.2 5.75  5.75  5.75  6.3
196            6.6 6.3 10.2  9.7 9.7 10  14.8  14.8  18.5  22
197            22 22 22 38.1  38.1  27.9];
198
199 %Personalizada
200     for (aux2 = 1:length(nucleo_eu_quero))
201         k = k+1;
202         g = nucleo_eu_quero(1,k);
203         Hw_NEE(1,k) = Hw_NEE(1,g);
204     end
205     aux2 = 0;
206     k = 0;
207
208 % Rotina para preencher parametros calculados
209 aux = length(Ae_NEE);
210 Lt_NEE(1:aux) = 0;
211 for(aux2 = 1:aux)

```

```

202     k = k+1;
203     % Comprimento Médio de Espira
204     Lt_NEE(1,k) = [4*LinM_NEE(1,k) + 2*LcM_NEE(1,k) +
205     2*EcM_NEE(1,k)]/2;
206     % Largura Interna da Janela
207     Ln_NEE(1,k) = LinM_NEE(1,k) - Tolin_NEE(1,k);
208     % Largura da Perna Central
209     Lc_NEE(1,k) = LcM_NEE(1,k) - TolLc_NEE(1,k);
210     % Espessura da Perna Central
211     Ec_NEE(1,k) = EcM_NEE(1,k) - TolEc_NEE(1,k);
212     % Largura da Janela
213     Lw_NEE(1,k) = (LinM_NEE(1,k) - Tolin_NEE(1,k) -
214     (LcM_NEE(1,k) - TolLc_NEE(1,k)))/2;
215     % Área da Janela
216     Aw_NEE(1,k) = 2*Lw_NEE(1,k)*Hw_NEE(1,k);
217     %Definindo AeAw
218     AeAw_NEE(1,k) = Ae_NEE(1,k)*Aw_NEE(1,k);
219     end
220     aux = 0;
221     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% INICIO PROGRAMA
222     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
223     %% Dimensionamento do núcleo
224     AeAw = [(L*I_pico*I_eficaz)/(Bmax*kw*J)];
225
226     %% Rotina para verificar possibilidade de execução
227     while(Awt > 1)
228         k = 0;
229         if(outra_tentativa)
230             outra_tentativa = 0;
231             k = k_nucleo;
232         end
233         %Definindo valor para variável auxiliar
234         aux = 0;
235         aux2 = length(nucleo_eu_quero);
236
237         while(aux==0)
238             k=k+1;
239             %Rotina para definir se a área é maior
240             if(n_NEE*AeAw_NEE(k)>= AeAw && k <= aux2)
241                 %%Saindo do while e atualizando dados do nucleo
242                 k_nucleo = k;
243                 aux = 1;
244                 atualiza = 1;
245
246             elseif(aux == 0 && k >= aux2)
247                 n_NEE = n_NEE+1;
248                 k = 0;
249
250             end
251         end
252     end

```



```

250     end
251
252     %%Atualizando parametros do núcleo escolhido
253     if(atualiza)
254         atualiza = 0;
255         % Tipo de núcleo
256         NEE = tipo_nucleo(k,:);
257         %Comprimento médio de uma espira
258         lc = Le_NEE(1,k);
259         %Altura da Janela
260         Gw = 2*Hw_NEE(1,k);
261         %Volume do núcleo
262         Ve = n_NEE*Ve_NEE(1,k);
263         %Área efetiva
264         AeNEE = n_NEE*Ae_NEE(1,k);
265         %Número de núcleos que vão ser usados
266         n_NEE = n_NEE;
267         %Área da Janela
268         AwNEE = Aw_NEE(1,k);
269         %Comprimento médio de uma espira
270         LtNEE = Lt_NEE(1,k);
271
272         %Reiniciando a variavel
273         k = 1;
274     end
275
276     AeNEE
277     %% Número de espiras
278     N_espira = ceil((L*I_pico)/(Bmax*AeNEE));
279
280
281
282     %% Dimensionamento do Entreferro em mm
283     delta_m = [(N_espira^2)*mo*AeNEE]/L;
284     lg = delta_m/2;
285
286     %% Dimensionamento do fio condutor (ideal)
287
288     % Secção Transversal sem isolamento
289     S = I_eficaz/J;
290
291     % Máxima profundidade de penetração em mm
292     delta = 10*[7.5/sqrt(fs)];
293
294     % Diâmetro máximo do condutor
295     dmax = 2*delta;
296
297     % Seção Máxima
298     ScM = pi*delta^2;
299
300

```

```

301     % Área da seção do fio de cobre nú
302     A_cu = I_pico/J;
303
304     %% Escolha do fio
305     %Definindo valor para variável auxiliar
306     aux = 0;
307     k = 0;
308     while(aux == 0)
309         k = k+1;
310     % Rotina para encontrar fio
311     if(100*[ScN(k)] <= ScM)
312         %%Saindo do while e atualizando dados do nucleo
313         aux = 1;
314         atualiza = 1;
315     end
316 end
317 %     k = 19;
318 % k = 10;
319 %% Definindo fio e condutores em paralelo
320 if(atualiza)
321     atualiza = 0;
322     %Tipo de fio (AWG)
323     AWG = tipo_fio(1,k);
324     %Área do condutor nú
325     Acu_N = 100*ScN(1,k);
326     %Área do condutor com verniz
327     Acu_v = 100*ScV(1,k);
328     %Resistividade do condutor a 100°C
329     Rp100 = p100_c(1,k);
330     %Resistividade do condutor a 20°C
331     %Rp20 = p20(1,k);
332
333     %Reiniciando a variavel
334     k = 1;
335 end
336
337     % Número de condutores em paralelo
338     kn = 0.99;
339     Ncp = ceil(A_cu/Acu_N);
340
341     %% Verificando possibilidade de execução
342     Awt = (N_espira*Ncp*Acu_v)/(kw*AwNEE)
343     if(Awt > 1)
344         outra_tentativa = 1;
345     end
346
347 end
348
349     %% Comprimento do chicote
350     Lchicote = LtNEE*N_espira;
351

```

```

352      %% Cálculo Térmico
353
354      % Resistência de condução
355      Rcobre = Rp100*Lchicote/Ncp;
356
357      % Perdas Joule
358      Pcobre = Rcobre*I_eficaz^2;
359
360      % Ondulação de corrente percentual
361      deltaI_p = deltaI/I_pico;
362
363      % Excursão de densidade de fluxo
364      deltaB = deltaI_p*Bmax;
365      %Corrigindo o valor
366      deltaB = deltaB*10^6;
367
368      % Perdas magnéticas
369      Pnucleo = (deltaB^2.4)*(kh*fs + kf*fs^2)*Ve*10^-3;
370
371      % Perdas Totais
372      Ptotais = Pcobre + Pnucleo;
373
374      % Resistência Térmica do Núcleo (W/°C)
375      AeNEE_AwNEE = AeNEE*AwNEE*10^-4;
376      Rtnucleo = 23*(AeNEE_AwNEE)^-0.37;
377
378      % Elevação de Temperatura
379      deltaT = (Pcobre + Pnucleo)*Rtnucleo;

```


Apêndice C – Projeto dos controladores de corrente e tensão utilizando o Matlab


```

1  %% Projeto contro dissertação
2  % Autor: Victor Luiz Flor Borges
3  % Data: 22/11/2017
4  % Laboratório: FOTOVOLTAICA
5
6  clear all;
7  clc;
8  close all;
9
10 %% Especificações
11
12 % Parâmetros do conversor dissertação:
13 L1=0.94e-3;
14 Cin = 2.2e-3;
15 Co=1e-6;
16 Vprede = 220*sqrt(2);
17 Vin = 600;
18 Pin = 5e3;
19 Iin = Pin/Vin;
20 alfa = Vprede/Vin;
21
22 %Indutância da rede
23 Lgmax=200e-6; %Valor máximo
24 Lgmin=50e-6; %Valor mínimo
25 Lg = Lgmax;
26
27 % Elementos para amortecimento
28 Rx = 5;
29 Cx = Co;
30
31 Vin=600;
32 fs=50e3;
33 Ts=1/fs;
34
35 s=tf('s');
36
37 %Opções de bode
38 P = bodeoptions;
39 P.FreqUnits = 'Hz';
40 P.Xlim = [10^0, 50*10^3];
41 P.Grid = 'on';
42 P.PhaseMatching = 'on';
43 P.Title.FontSize = 10;
44 P.Xlabel.FontSize = 8;
45 P.Ylabel.FontSize = 8;
46 P.PhaseMatchingFreq = 1;
47 P.PhaseMatchingValue = 0;
48
49
50
51 %% Atraso controle digital

```

```

52
53 % Atraso devido atualização da ação de controle
54 Ta = Ts; % Amostragem simples
55 AtControleDigital = exp(-s*Ta/2)*exp(-s*Ta) % É o
    mesmo que  $e^{(-3*s/2)}$ 
56 AtControleDigitalPade = (4 - 3*s*Ta)/(4 + 3*s*Ta);
57 figure;
58 bodeplot(AtControleDigital,P);
59 hold on
60 bodeplot(AtControleDigitalPade,P);
61
62 legend('Bode do modelo de atraso do controle digital');
63 %RESULTADO: Há uma análise dos atrasos. Sendo esta uma
    aproximação.
64 %Simulação: "AtrasosControleDigital.m"
65
66
67 %% Filtro antialiasing de corrente
68
69 % Parâmetros
70 C1 = 10*10^-9;
71 C2 = 10*10^-9;
72 R1 = 10^3;
73 R2 = 10^3;
74
75 % Frequência de corte
76 fc.FPBi = 1/(2*pi*(R1*R2*C1*C2)^(1/2));
77 Q.FPBi = ((R1*R2*C1*C2)^(1/2))/(C1*(R1+R2));
78
79 G.FPBi =
    ((2*pi*fc.FPBi)^(2))/(s^2+(s*(2*pi*fc.FPBi))/Q.FPBi +
    (2*pi*fc.FPBi)^(2));
80 figure;
81 bodeplot(G.FPBi,P);
82 % margin(AtPWM);
83 title('Bode do filtro antialiasing de corrente');
84 %RESULTADO:
85
86
87 %% Verificando influência da indutância de rede
88 % Modelo complexo com indutância máxima de rede
89 Gimax= Vin*[(s^2)*Co*Lgmax+1]/[(s^3)*Co*Lgmax*L1 +
    s*(Lgmax+L1)];
90
91 % Modelo complexo com indutância máxima de rede
92 Gimin= Vin*[(s^2)*Co*Lgmin+1]/[(s^3)*Co*Lgmin*L1 +
    s*(Lgmin+L1)];
93
94 figure;
95 bodeplot(Gimax,P);
96 hold

```



```

97 bodeplot(Gimin,'--b',P);
98 % grid on;
99 title('Bode influência indutância da rede');
100 legend('Gi Lgmax','Gi Lgmin');
101
102
103 %% Comparação dos Modelos de corrente
104 % Modelo complexo il/d
105 Gicomp= Vin*[(s^2)*Co*Lg+1]/[(s^3)*Co*Lg*L1 + s*(Lg+L1)];
106
107 % Modelo complexo il/d amortecido
108 Gicompamor= Vin*((s^3)*Cx*Co*Lg*Rx + (s^2)*(Cx+Co)*Lg +
s*Cx*Rx +1)/((s^4)*Cx*Co*Lg*Rx*L1 + (s^3)*Lg*L1*(Cx+Co)
+(s^2)*Rx*Cx*(L1+Lg) + s*(Lg+L1));
109
110 % Modelo Simples il/d
111 Gi= Vin/(s*(L1));
112
113 figure;
114 bodeplot(Gicomp,'--b',P);
115 hold on
116 bodeplot(Gicompamor,P);
117 hold on
118 bodeplot(Gi,P);
119 % grid on;
120 title('Bode de comparação modelo de corrente compelxa e
simples');
121 legend('Gi complexa', 'Gi amortecida', 'Gi
simplificada');
122
123
124 % Considerando o modelo de atraso
125 FTLAnci = Gi*G.FPBi*AtControleDigitalPade
126
127 %Plotando o bode da FTLAnc de corrente
128 figure;
129 bodeplot(FTLAnci,P);
130 title('FTLA não compensada de corrente');
131
132
133 % Especificações do compensador
134 fci = fs/20
135 wci = 2*pi*fci;
136 Mfi = 60;
137 Mfi = Mfi*pi/180; %Passando para rad/s
138
139 [modi,fasei] = bode(FTLAnci,wci);
140
141 %Parâmetros do compensador
142 wzi = wci/tan(Mfi-(pi/2)-((fasei*pi)/180));
143 kci = wci/(modi*sqrt(wci^2+wzi^2));

```

```

144
145 %Controlador PI
146 Ci = kci*(s+wzi)/s
147
148 % % Controlador discreto
149 % Ci = c2d(Ci,Ts,'zoh');
150
151
152 % FTLA compensada de corrente
153 FTLAci = Ci*FTLAnci
154 figure; margin(FTLAci); grid;
155 figure; bodeplot(FTLAci, P);
156 [modi,fasei] = bode(FTLAci,wci)
157 Mfi = 180 + fasei
158 title('FTLA compensada de corrente');
159 % figure; rlocus(FTLAci);
160 %RESULTADO:
161
162
163 % FTLF compensada de corrente
164 M = feedback(FTLAci,1)
165 figure; bodeplot(M, P);
166 hold on
167 M = feedback(FTLAci,1/1000)
168 bodeplot(M, P);
169 title('FTLF compensada de corrente FTLFci');
170 legend('Ganho sensor unitário','Ganho sensor real');
171
172
173 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% INICIO CONTROLE DE TENSÃO
174 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
175
176 %% Filtro antialiasing de tensão
177
178 % Parâmetros
179 C1 = 100e-9;
180 C2 = 100e-9;
181 R1 = 1e3;
182 R2 = 1e3;
183
184 % Frequência de corte
185 fc.FPBv = 1/(2*pi*(R1*R2*C1*C2)^(1/2));
186 Q.FPBv = ((R1*R2*C1*C2)^(1/2))/(C1*(R1+R2));
187
188 G.FPBv =
189     ((2*pi*fc.FPBv)^(2))/(s^2+(s*(2*pi*fc.FPBv))/Q.FPBv +
190     (2*pi*fc.FPBv)^(2));
189 figure;
190 bodeplot(G.FPBv,P);
191 % margin(AtPWM);

```

```

192 title('Bode do filtro antialiasing de tensão');
193
194
195 % Frequência de rejeitada (centro do filtro) (Hz)
196 frej = 120;
197 wc = 2*pi*frej;
198 % Largura de banda do filtro (Hz)
199 f.Banda = 20;
200 B = 2*pi*f.Banda;
201
202 G.FRFv = (s^2 + wc^2)/(s^2 + s*B + wc^2);
203 figure;
204 bodeplot(G.FRFv,P);
205 title('Bode do filtro rejeita faixa de tensão');
206
207
208 %% Projeto do compensador de tensão
209
210 % FTLA não compensada: (levando em consideração que
211 % compensação dos sensores no DSP, os mesmos ficam
212 % invisíveis para os
213 % compensadores)
214 % Modelo de tensão utilizado
215 Gv = (Vprede + s*(4*Iin/(alfa*pi))*L1)/(2*(Iin +
216 s*Vin*Cin)); % Utilizando o modelo complexo
217 figure
218 bodeplot(Gv,P);
219 title('FT de tensão');
220
221 % Conserdando o modelo de atraso
222 FTLAncv2 = Gv*G.FPBv*AtControleDigitalPade
223 FTLAncv = Gv*G.FPBv*AtControleDigitalPade*G.FRFv
224 %Plotando o bode da FTLAnc de tensão
225 figure;
226 bodeplot(FTLAncv2,FTLAncv,P);
227 title('FTLA não compensada de tensão');
228 legend('FTMA sem filtro', 'FTMA com filtro');
229
230 % Especificações do compensador
231 fcv = 12
232 wcv = 2*pi*fcv;
233 Mfv = 60;
234 Mfv = Mfv*pi/180; %Passando para rad/s
235
236 [modv,fasev] = bode(FTLAncv,wcv)
237
238 %Parâmetros do compensador
239 wzv = wcv/tan(Mfv-(pi/2)-((fasev*pi)/180))
240 kcv = wcv/(modv*sqrt(wcv^2+wzv^2))
241

```

```

240 %Controlador PI
241 Cv = kcv*(s+wzv)/s
242
243 % FTLA compensada de corrente
244 FTLAcv = Cv*FTLAncv
245 figure; margin(FTLAcv); grid;
246 [modv,fasev] = bode(FTLAcv,wcv)
247 Mfv = 180 + fasev
248 figure; bodeplot(FTLAcv, P);
249 title('FTLA compensada de tensão');

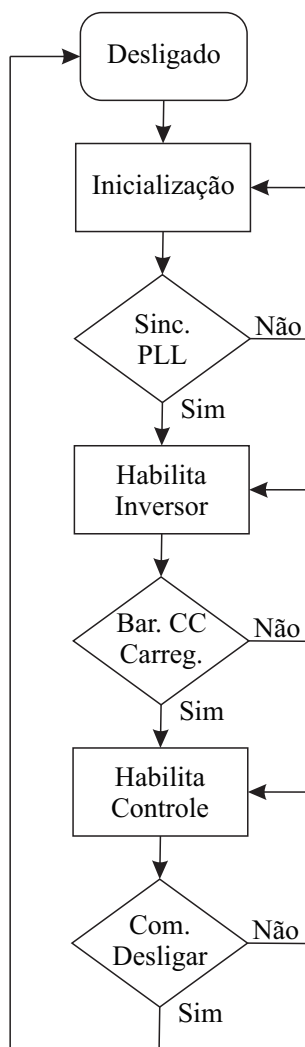
```

Apêndice D – Fluxograma do algoritmo implementado no DSP

O algoritmo para o teste envolvendo os controles de corrente e tensão é apresentado na Figura D.1. Abaixo são descritas as etapas do algoritmo:

- Inicialização: nesta etapa, atribuem-se os valores iniciais de todas as variáveis do código;
- Sinc. PLL (Sincronização PLL): Neste instante, o código fica esperando a sincronização do PLL, onde espera-se a estabilização de $\omega = 377 \text{ rad/s}$;
- Habilita inversor: O comando dos interruptores do dobrador de corrente são habilitados. Durante este período não há circulação de energia pelo mesmo;
- Bar. CC Carreg. (Barramento CC Carregado): o código fica esperando o barramento CC estar carregado, onde a partir de 380 V o barramento já é considerado carregado. Quando o sistema estiver completo o conversor CA-CC será responsável pelo carregamento gradual do barramento;
- Habilita controle: quando sinalizado que o barramento está carregado, é habilitado o controle de corrente a partir conversor *Buck* para fazer a inicialização suave do ivnensor, após a corrente atingir o valor estipulado é habilitado automaticamente o controle de tensão;
- Com. Desligar (Comando de Desligar): neste instante o conversor está operando normalmente, com controle de corrente e tensão, no momento em que o conversor é comandado manualmente a desligar, ele inicia o processo de desligamento. Inicialmente, a corrente diminui no modo rampa e quando a mesma é zerada o conversor vai para o estado de desligado. Enquanto isso, o barramento CC é descarregado pelos resistores de equalização.

Figura D.1 – Fluxograma do algoritmo.



Apêndice E – Esquemático e layout da placa de potência

